L. L'HOPITAULT
et F. THOMAS

TRANSFORMATEURS ET SELFS DE FILTRAGE

Editions Techniques et Scientifiques Françaises

Toute reproduction, même partielle, de cet ouvrage, est interdite. Une copie ou reproduction par quelque procédé que ce soit, photographie, microfilm, bande magnétique, disque ou autre, constitue une contrefaçon passible des peines prévues par la loi du 11 mars 1957 sur la protection des droits d'auteur.

© 1978-E.T.S.F.

L. L'HOPITAULT
ET
J. THOMAS

•

TRANSFORMATEURS
ET
SELFS DE FILTRAGE

•

Diffusion :
EDITIONS TECHNIQUES ET SCIENTIFIQUES FRANÇAISES
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 PARIS

Table des matières

I - **INTRODUCTION** 9
Rôle des abaques 11
Rappel des notions 13

Composants 14
Circuits magnétiques 14
Formes des circuits magnétiques 15
Dimensions des circuits magnétiques 17
Caractéristiques des tôles 18
Fils : caractéristiques-choix 22
Carcasses 33
Isolants 36

Bobinages 38
Isolation-Connexions 39
Ecrans 40
Imprégnation-Finition 41
Touret et dévidoir 42

II - **CALCUL** 45
Bases de calcul 45
Détermination de la section du circuit magnétique 46
Détermination du nombre de spires 46
Rendement 47
Poids des transformateurs et autotransformateurs 51
Surcharges admissibles 51
Emploi de l'abaque triangulaire 53
N.B. 56
Exemple d'utilisation de l'abaque 56
Choix des circuits magnétiques 58
Choix des diamètres de fil 61
Exemple d'application 64

Autotransformateurs 68
Puissance des autotransformateurs-détermination des constituants 69
Autotransformateur : abaisseur 69
Autotransformateur : élévateur 69
Autotransformateur : abaisseur élévateur 70
Autotransformateur : survolteur-dévolteur 71
Exemples : abaisseur 71
Exemples : réversible 72
Exemples : survolteur-dévolteur 74
Transformateurs et autotransformateurs à colonnes 76
Utilisation des circuits coupés 76
Bobinage en feuilles d'aluminium 77
Transformateurs de récupération 82
Remarque sur l'emploi des transformateurs de faible puissance alimentant des circuits redresseurs 83

Essais 84
Fréquences autres que le 50 Hz 86
Fréquences inférieures 86
Fréquences supérieures 87
Fréquence 400 Hertz 87
Transformateurs « basses fréquences » 89
Inter-étages : « Drivers » 91
Sortie « Push-Pull » 91

III - **SELFS DE FILTRAGE** 97
Données générales 97
Calcul 98
Abaque « Selfs » 99
Exemple d'utilisation de l'abaque selfs 104
Mesure pratique des coefficients de Self-induction 106

I

Introduction

De nombreuses études ont paru concernant le calcul et la réalisation des transformateurs et des inductances de filtrage. Il existe une abondante littérature relative aux transformateurs de forte et très forte puissance, transformateurs industriels en cuve, munis de dispositifs de refroidissement, etc.

Des calculs très poussés sont développés au cours d'études qui ne concernent qu'un très petit nombre d'ingénieurs, mais par contre, très peu d'auteurs se sont penchés sur les moyens pratiques de déterminer les valeurs des éléments nécessaires à la réalisation de transformateurs de faible et très faible puissance.

La majorité des études accorde une place importante au calcul. Loin de mésestimer la valeur de ces travaux, il faut constater que les différents paramètres de base ne sont connus qu'avec une précision toute relative. En premier lieu la tension d'alimentation est donnée avec une marge de l'ordre de $\pm$ 10 % ; les tolérances sur les épaisseurs de tôle sont de $\pm$ 0,03 mm pour des tôles de 0,35 à 0,5 mm, quand l'empilage ne comporte que peu de tôles, comme c'est le cas pour des transformateurs de faible puissance, la section utile de fer varie dans des proportions non négligeables, soit que l'on utilise un nombre de tôles donné, soit que l'on remplisse au maximum la carcasse de bobinage. Enfin la valeur de l'entrefer, à la jonction des tôles, sensiblement constant pour les différentes découpes et dimensions, est relativement plus importante quand on utilise des découpes de petites dimensions, ce qui est le cas lors de la réalisation de transformateurs de faible puissance. De plus les coefficients de perméabilité, sauf pour les tôles à grains orientés, ne sont connus qu'avec une large approximation.

D'autre part, les résistances linéiques pour un fil d'un diamètre de 0,05 mm peuvent varier de 7,80 Ω/m à 10 Ω/m ; pour un diamètre de 0,1 mm les valeurs limites sont comprises entre 2,05 et 2,38 Ω/m. Les écarts s'amenuisent très rapidement avec l'augmentation des diamètres. Ces différents écarts rendent impossible un calcul strict des valeurs de résistance à froid, ainsi que les calculs d'élévation de température en service. Les tolérances sur les diamètres, très importantes pour les fils fins, variant de

± 0,0025 mm pour des fils de 0,1 mm et de ± 0,005 mm pour des fils de 0,1 mm et sur les surépaisseurs d'émail, ne permettent qu'une évaluation approchée des surfaces occupées par les bobinages.

Comme il est pratiquement impossible de calculer avec précision des petits transformateurs, on est contraint de se contenter d'une bonne approximation. Le but de la présente étude ne prétend qu'à faciliter la réalisation pratique de transformateurs et de selfs de filtrage dont les caractéristiques sont valables dans la majorité des applications. Calculer à une spire près un bobinage en comportant mille est absolument aberrant, ce calcul correspondant à une précision de 0,1 %. Cependant certains auteurs n'ont pas craint le ridicule en proposant des précisions de cet ordre. Le tableau I-1 indique quelques valeurs limites de diamètre, de résistance par mètre et de surépaisseur d'émail, il montre bien l'impossibilité d'effectuer des calculs exacts, surtout lors de l'utilisation de fils de faible section.

Tableau I-1. - Fils de bobinage — Quelques valeurs limites

Diamètres en mm			Résistances en Ω/m			Surépaisseurs en 0,001 m			
Nominal	Réel		Nominale	Réelle		Grade I		Grade II	
	Min.	Max.		Min.	Max.	Min.	Max.	Min.	Max.
0,05	0,0475	0,0525	8,960	7,800	10	6	10	20	28
0,1	0,0975	0,1025	2,24	2,05	2,38	8	14	23	35
0,5	0,495	0,505	0,089	0,086	0,093	22	36	65	90
			R en Ω/km						
5	4,95	5,05	0,8959	0,886	0,904	46	76	130	180

Depuis la réalisation par Gaulard en 1884 du premier transformateur, cet élément universellement utilisé n'a subi aucun perfectionnement spectaculaire. Les progrès continus ont amélioré progressivement les performances. La qualité des tôles dont les pertes au fer initialement d'environ 5 W/kg, mesurées à la fréquence de 50 hertz, se sont trouvées ramenées successivement à 3,6, 2,6, 1,6 et enfin à 0,6 W/kg pour les tôles dites à grains orientés. Ces améliorations ont permis l'utilisation de circuits magnétiques de plus en plus réduits. Les techniques d'isolation des fils, au début guipés en soie

et en coton, puis recouverts d'émail, ont permis un meilleur taux de remplissage, de même que les progrès accomplis dans l'élaboration des feuilles isolantes utilisées pour l'isolation entre bobinages. Plus récemment, la technique de bobinages en feuille d'aluminium a permis dans certains cas d'améliorer les performances.

L'apparition des **fils thermosoudables,** ne requérant pas une grande dextérité pour opérer les jonctions par soudure, a grandement facilité le travail de finition des enroulements. En effet il faut une grande légèreté de main pour décaper des fils de quelques centièmes, et même quelques dixièmes de millimètre, surtout lorsque ceux-ci sont recouverts d'un double émaillage synthétique.

Les **fils thermocollables** permettent de réaliser des bobinages sans carcasses.

ROLE DES ABAQUES

Le rôle des abaques est de simplifier la détermination des différentes valeurs des éléments constitutifs des transformateurs par des méthodes graphiques, simples d'emploi, permettant la réalisation de transformateurs corrects et doués de bonnes performances. Si l'on désire obtenir plus de précision, il est toujours possible de recourir au calcul, mais, même dans ce cas, l'usage des abaques se montre utile, il évite les tâtonnements en fournissant une bonne approximation.

C'est dans cet esprit qu'ont été conçus les abaques que l'on trouvera au cours de cette étude, ils sont complétés par de nombreux tableaux et courbes. On trouvera des abaques concernant les fils de bobinage, permettant de déterminer très rapidement : le diamètre des fils à utiliser pour une densité de courant donné, le nombre de spires par centimètre carré, ainsi que la résistance linéique, un autre abaque indiquant le nombre de spires pouvant être inséré dans la fenêtre d'un circuit magnétique donné en fonction de l'intensité et de la densité de courant, un autre permettant de déterminer par simple recoupement la section de circuit magnétique ainsi que les nombres de spires par volt, tant pour le circuit primaire que pour le circuit secondaire d'un transformateur devant délivrer une puissance donnée en V.A. sous une induction donnée ; enfin de choisir le type de circuit le mieux adapté au but poursuivi, la hauteur d'empilage, le poids du paquet de tôles, etc.

D'autres abaques sont prévus pour la détermination des inductances de filtrage, la mesure rapide des coefficients de self-induction, etc.

Enfin un certain nombre de courbes et de tableaux complètent ces abaques et en facilitent l'usage.

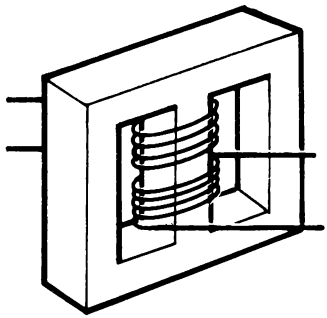


Fig. I-2. - Circuit dit « cuirassé »

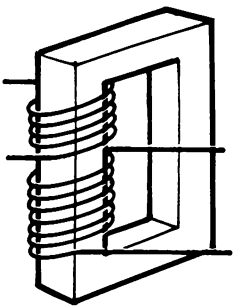


Fig. I-3. - Circuit « à colonne » enroulement simple

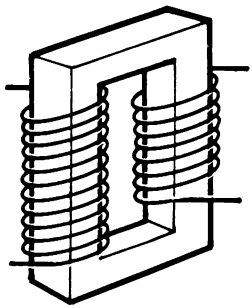


Fig. I-4. - Circuit « à colonne » enroulement double

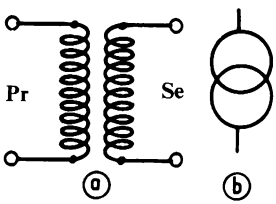


Fig I-5a et b représentation schématique de transformateurs

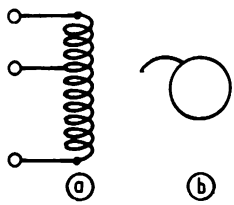


Fig I-6a et b représentation schématique d'auto-transformateurs

Il n'est nul besoin de rappeler qu'un transformateur est avant tout un organe statique d'adaptation, permettant à puissance égale, au rendement près, d'adapter la tension et l'intensité d'une source primaire alternative à la (ou aux) tension(s) et intensité(s) d'un (ou de plusieurs) secondaire(s), sans modification de la fréquence appliquée à l'entrée.

Un transformateur est essentiellement constitué par un empilage de tôles magnétiques, sur une partie desquelles sont disposés les bobinages, ceux-ci étant réalisés soit sur des carcasses munies de joues, soit sur caniveaux. Les sorties des différents bobinages, ainsi que les prises intermédiaires peuvent être connectées, soit à des cosses directement serties sur les joues des carcasses, soit à des cosses fixées sur des plaquettes isolantes montées sur le circuit magnétique ou sur un étrier servant à la fixation du transformateur, soit sur des picots destinés au montage direct sur circuit imprimé. Ces picots peuvent être sertis sur les joues des carcasses, ou maintenus par la matière plastique enrobant le transformateur. Plus rarement les sorties sont effectuées au moyen de fils souples ou rigides à partir de la carcasse ou du caniveau.

Un autotransformateur est un transformateur dont les circuits primaires et secondaires comportent des parties communes.

Les divers bobinages d'un transformateur ou d'un autotransformateur sont disposés, soit en couches concentriques suffisamment isolées, soit en galettes superposées assurant un isolement de très haute qualité. Ce montage est ordinairement utilisé lors de la fabrication de transformateurs travaillant sous de hautes tensions.

Les circuits dits « cuirassés » possèdent des enroulements disposés autour d'un noyau central (fig. 1-2) ; dans les circuits « à colonne » les enroulements sont tantôt effectués sur une seule colonne (fig. I-3) ou sur les deux colonnes (fig. I-4). Schématiquement les figures I-5a et I-5b représentent un transformateur dont Pr est le primaire et Se le secondaire, les figures suivantes I-6a et I-6b schématisent un autotransformateur. Les schémas I-5b et I-6b sont généralement utilisés dans les plans d'implantation.

Avant d'aborder le calcul pour la détermination des différents éléments d'un transformateur, il semble indispensable d'en étudier les composants. L'exposé commencera par la description des circuits magnétiques, puis par celle des carcasses, des fils de bobinage et de connexion, des différents isolants, enfin de l'imprégnation et de l'enrobage. Cet exposé se terminera par des conseils pratiques pour la réalisation des transformateurs.

Composants

CIRCUITS MAGNETIQUES

Les tôles couramment utilisées sont des tôles de fer à très faible teneur en carbone, comportant du silicium (de 1 à 6 %), laminées et recuites, d'une épaisseur de 0,5 mm pour des tôles dont le coefficient de pertes est de 2,6 W/kg mesuré sous une induction de un tesla à la fréquence de 50 hertz, et de 0,35 mm pour un coefficient de pertes de 1,6 W/kg. Pour des teneurs en carbone de l'ordre de 0,005 %, on obtient un coefficient de pertes de 1,2 W/kg ; par laminage à froid de ces tôles suivi d'un recuit à 1 200 °C, on obtient des tôles dites « à grains orientés » dont le coefficient de perte est de 0,6 W/kg. Ces tôles peuvent être utilisées sous une induction de 1,9 T sous 50 Hz. Sous de très faibles épaisseurs ces tôles peuvent travailler sous des fréquences élevées.

La résistance ohmique croît avec la teneur en silicium, de même que leur fragilité. La forte résistance ohmique alliée à une faible épaisseur réduisent les pertes par courant de Foucault, l'isolement des tôles primitivement assuré par collage d'une mince feuille de papier est maintenant obtenu, soit par vernissage soit par oxydation.

Les pertes sont dues, d'une part à l'hystérésis, d'autre part aux courants de Foucault très faibles aux fréquences industrielles et relativement faibles aux fréquences acoustiques, en raison des faibles épaisseurs et de la forte résistance ohmique du métal.

Les pertes par hystérésis sont proportionnelles à la fréquence et à une puissance n du taux d'induction ; cette puissance est de 1,6 et de 1,7 selon les auteurs. Les pertes sont données par la formule suivante :

$$W = \frac{fKPB^n}{50}$$

W = Pertes en watts,
f = Fréquence en Hz,
K = Coefficient de pertes en W/kg,
P = Poids du circuit en kg,
B = Induction en teslas,
n = Puissance du coefficient d'induction.
La puissance n adoptée au cours de cette étude est de 1,7.

Formes des circuits magnétiques

La découpe des circuits classiques se présente sous deux formes :

1° Type dit à colonnes. C'est un circuit de forme rectangulaire, composé de tôles perforées à une extrémité, ou de tôles découpées en forme d'équerre selon les figures I-7a et 7b. Ces tôles convenablement imbriquées permettent d'obtenir une excellente continuité du circuit magnétique, les bobinages s'effectuant sur une ou deux des branches les plus longues.

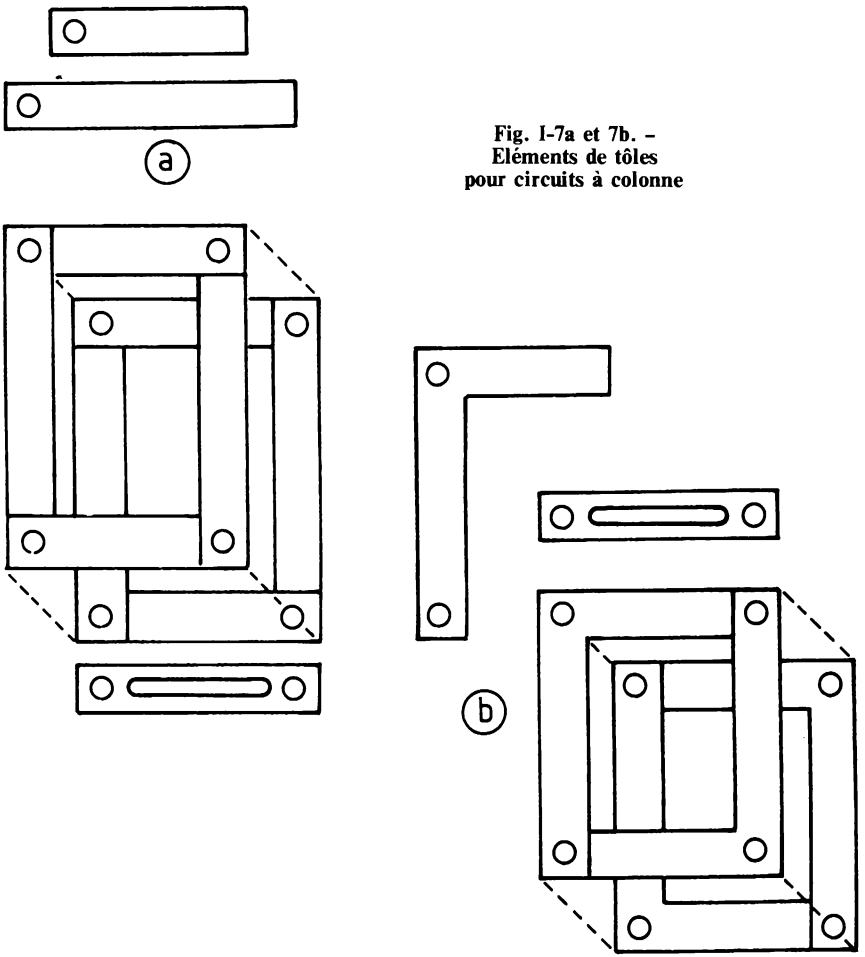


Fig. I-7a et 7b. – Eléments de tôles pour circuits à colonne

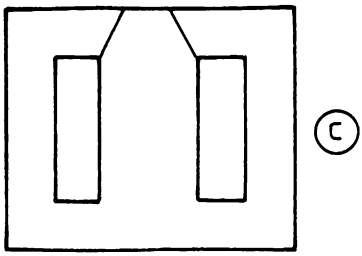


Fig. I-7c. - Tôle à fente facilitant l'introduction des bobinages

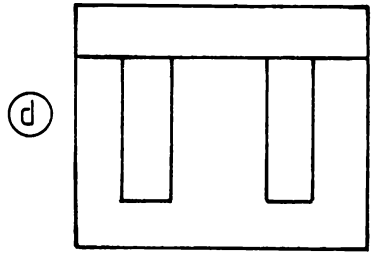


Fig. I-7d. - Circuit dit en EI

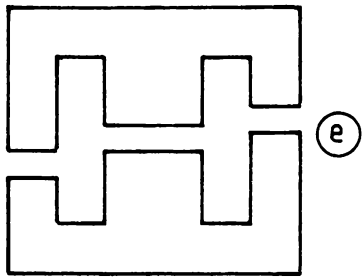


Fig. I-7e. - Circuit dit en double E

2° Type dit cuirassé. Les circuits comportent un noyau central sur lequel s'effectue le bobinage, le circuit magnétique se refermant par les branches latérales. Ces circuits se présentent sous différentes découpes : la figure I-7c montre une tôle comportant une fente permettant l'introduction du bobinage, les figures I-7d et 7e représentent la première des circuits généralement appelés circuits en E-I, la seconde en double E ; dans les deux cas l'empilage s'effectue tête-bêche de façon à obtenir une excellente fermeture des circuits magnétiques.

3° Circuits dits en X. Ces circuits, qui ne sont plus utilisés, préfiguraient les circuits dénommés circuits coupés. Ils étaient obtenus par le remplissage de la carcasse ou du caniveau au moyen de feuillards de fer doux repliés et imbriqués (fig. I-8a) de façon à obtenir une bonne fermeture du circuit magnétique. Cette forme a été longtemps utilisée pour la réalisation de transformateurs de faible puissance et de selfs de filtrage, l'obtention des feuillards ne nécessitant pas d'investissements d'outillage, leur forme s'apparentait à celle des circuits blindés.

4° Les circuits coupés se composent d'un enroulement de bandes de feuillards à grains orientés, découpés dans le sens du laminage, d'une épais-

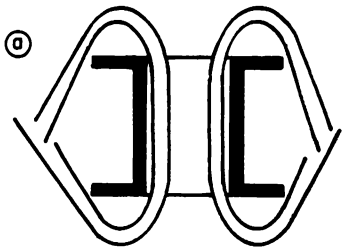


Fig. I-8a Circuit dit en X

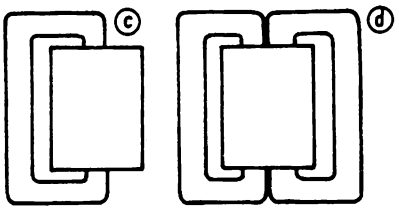


Fig. I-8c. - Enroulements sur une seule branche ; montage correspondant au circuit à colonne

Fig. I-8d. - Enroulements sur quatre éléments correspondant au circuit cuirassé

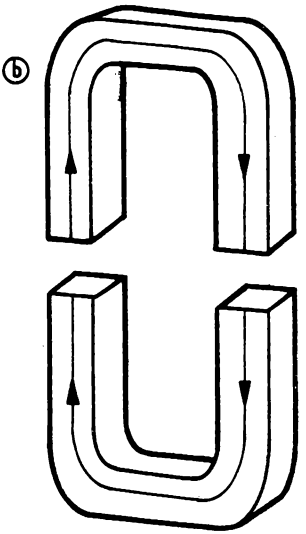


Fig. I-8b. - Eléments de circuits coupés

seur de 0,1 à 0,4 mm, recouverts d'une très légère couche d'oxyde, assurant l'isolation entre bandes. Ces feuillards sont enroulés en forme de tore aplati (fig. I-8b) collés et coupés, puis rectifiés afin d'assurer le minimum d'entrefer ; après introduction des bobinages, les deux parties sont assemblées et maintenues en position par cerclage.

Si les enroulements sont effectués sur une seule branche ou sur les deux, on obtient des circuits analogues aux circuits à colonne (fig. I-8c), l'emploi de deux circuits accolés correspond aux circuits blindés (fig. I-8d).

Dimensions des circuits

Le tableau I-9 donne les dimensions de tôles courantes en E-I, utilisées pour la réalisation de transformateurs de faible puissance ; ce tableau mentionne également la longueur moyenne de ligne de force, valeur utilisée pour le calcul des inductances. Le tableau I-10 présente les caractéristiques des circuits magnétiques aux normes D.I.N. Enfin le tableau I-11 expose les différents paramètres relatifs aux circuits coupés.

Tableau I-9. — Dimensions des tôles magnétiques pour transformateurs

Cotes en millimètres sauf « lignes de force l » en centimètres : circuits standard

Documentation « ISOLECTRA »

Type de circuit	A	B	C	D	E	F	G	l
10 × 15	15	8	2	6	2	3,5	4	2,7
15,8 × 19,2	19,2	13,4	2,4	11	2,4	4,8	4,8	4
19,1 × 25,6	25,6	15,8	3,3	12,5	3,3	6,3	6,4	5
26 × 30	30	22	4	18	4	7	8	6,5
28 × 32	32	23,2	4,5	19	4,5	7	9	7,5
44 × 38	44	29	9	22	8	8	14	9
52.5 × 44	52,5	35	9	26	8,7	8,7	17,5	10,5
50 × 60	60	40	10	30	10	10	20	12
62,5 × 75	75	50	12,5	37,5	12,5	12,5	25	15
70 × 84	84	56	14	42	14	14	28	18
80 × 96	96	63,7	16	47,5	16	16	31,8	19
90 × 108	108	72	18	54	18	18	36	22
105 × 126	126	84	21	63	21	21	42	25
125 × 150	150	100	25	75	25	25	50	30
150 × 180	180	120	30	90	30	30	60	35
200 × 240	240	200	40	120	40	40	80	56

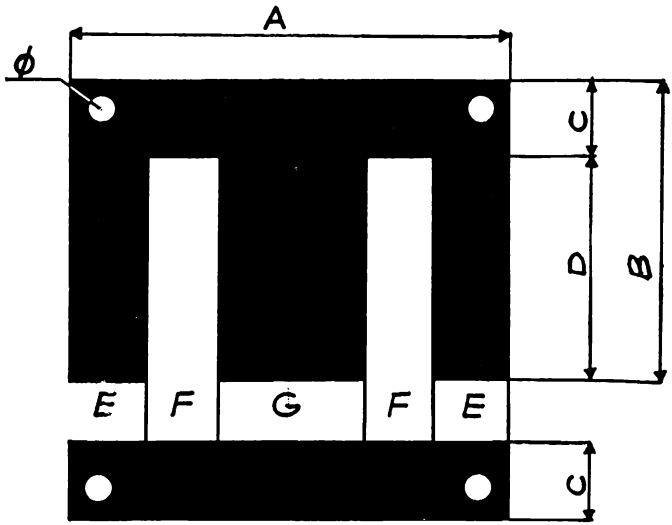


Tableau I-10. — Tôles aux normes D.I.N.

Documentation « ISOLECTRA »

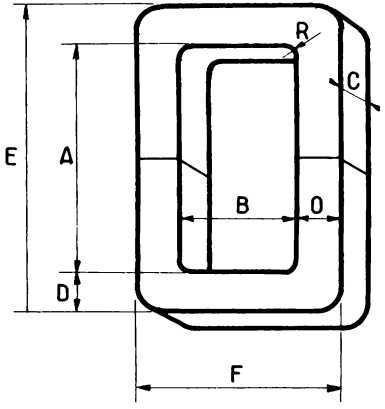
Type de circuit	A	B	C	D	E	F	G	l
25 × 30	30	20	5	15	5	5	10	6
32 × 38,4	38,4	25,6	6,4	19,2	6,4	6,4	12,8	7,5
35 × 42	42	28	7	21	7	7	14	8,5
40 × 48	48	32	8	24	8	8	16	9,5
45 × 54	54	36	9	27	9	9	18	11
50 × 60	60	40	10	30	10	10	20	12
55 × 66	66	44	11	33	11	11	22	13
65 × 78	78	52	13	39	13	13	26	15,5
70 × 84	84	56	14	42	14	14	28	17

165 Tableau I-11. — Identification des circuits coupés « C » Cores

Type	A	B	E	F	C	D	R	Ligne de force moy.	35/100			10/100		
									Section réelle en cm²	Poids en g		Section réelle en cm²	Poids en g	
										mini.	maxi.		mini.	maxi.
5 × 5	11	5	21	15	5	5	0,8	4,83	0,237	10		0,230	10	
D 06	14	6,5	26	18	6	6	0,8	5,75	0,334	17		0,31	16,9	
D 12	14	6	26	18	12	6	0,8	5,95	0,764	34		0,74	33	
F 08	17	8	33	24	8	8	0,8	7,4	0,577	32,5		0,56	32,5	
F 16	17	8	33	24	16	8	0,8	7,31	1,20	65		1,18	63	
H 10	22	10	42	30	10	10	0,8	9,4	0,90	64,2		0,87	65	
H 20	22	10	42	30	20	10	0,8	9,3	1,9	128		1,84	124	
J 10	29	11	49	31	10	10	0,8	11	0,90	75,2		0,87	76	
J 20	29	11	49	31	20	10	0,8	10,9	1,9	150		1,84	144	
FA 35 Q 13	38	13	54	29	13	8	2	12,4	0,97	93	115	0,94	90	111
FA 35 Q 19	38	13	54	29	19	8	2	12,4	1,41	136	167	1,37	131	162
FA 35 Q 25	38	13	54	29	25	8	2	12,4	1,86	179	219	1,80	173	212
FA 35 Q 38	38	13	54	29	38	8	2	12,4	2,83	271	332	2,75	263	322
FA 35 T 13	51	16	71	36	13	10	2	16,3	1,21	152	182	1,17	147	177
FA 35 T 19	51	16	71	36	19	10	2	16,3	1,77	222	265	1,72	215	257
FA 35 T 25	51	16	71	36	25	10	2	16,3	2,33	292	348	2,26	283	338
FA 35 T 32	51	16	71	36	32	10	2	16,3	2,98	374	444	2,89	363	431
FA 35 U 19	57	19	77	39	19	10	3,5	17,8	1,77	243	289	1,72	236	280
FA 35 U 25	57	19	77	39	25	10	3,5	17,8	2,33	320	380	2,26	310	369
FA 35 U 32	57	19	77	39	32	10	3,5	17,8	2,98	410	485	2,89	398	470
FA 35 U 38	57	19	77	39	38	10	3,5	17,8	3,54	487	576	3,43	472	559
FA 35 V 22	63	22	89	48	22	13	3,5	20,6	2,66	423	491	2,58	410	476
FA 35 V 29	63	22	89	48	29	13	3,5	20,6	3,51	557	646	3,40	540	627
FA 35 V 38	63	22	89	48	38	13	3,5	20,6	4,60	730	845	4,46	708	820
FA 35 V 51	63	22	89	48	51	13	3,5	20,6	6,15	980	1,133	5,97	951	1,099
FA 35 X 19	76	29	108	61	19	16	3,5	25,5	2,83	558	638	2,75	541	619

FA 35 X 29	76	29	108	61	29	16	3,5	25,5	4,32	852	970	4,19	826	941
FA 35 X 38	76	29	108	61	38	16	3,5	25,5	5,67	1,146	1,269	5,50	1,112	1,231
FA 35 X 51	76	29	108	61	51	16	3,5	25,5	7,60	1,498	1,701	7,37	1,453	1,650
FA 35 Z 25	89	35	127	73	25	19	3,5	30,3	4,42	1,034	1,166	4,29	1,003	1,131
FA 35 Z 38	89	35	127	73	38	19	3,5	30,3	6,71	1,572	1,768	6,51	1,525	1,715
FA 35 Z 51	89	35	127	73	51	19	3,5	30,3	9,01	2,110	2,369	8,74	2,047	2,288
FA 35 Z 70	89	35	127	73	70	19	3,5	30,3	12,37	2,897	3,249	12,00	2,810	3,152
FA 35 AD 32	114	44	164	94	32	25	3,5	39,0	7,43	2,244	2,488	7,21	2,177	2,413
FA 35 AD 51	114	44	164	94	51	25	3,5	39,0	11,85	3,576	3,956	11,49	3,469	3,837
FA 35 AJ 32	145	56	209	120	32	32	3	49,7	9,52	3,650		9,23	3,540	
FA 35 AJ 51	145	56	209	120	51	32	3	49,7	15,18	5,800		14,72	5,626	
FA 35 AP 32	180	70	260	150	32	40	3	62	11,90	5,700		11,54	5,529	
FA 35 AP 51	180	70	260	150	51	40	3	62	18,97	9,080		18,40	8,808	
FA 35 AS 51	230	90	337	194,5	51	50	5	78,8	24,2	14,500		24,2		
FA 35 AS 70	230	90	337	194,5	70	50	5	78,8	33,2	19,900		33,2		
FA 35 AS 100	230	90	337	194,5	100	50	5	78,8	47,5	28,450		47,5		

Documentation « ISOLECTRA »



TOLÉRANCES PAR RAPPORT AUX DIMENSIONS NOMINALES

	D 6 à AD 51		AJ et AP
A =	+ 0 mm	A =	+ 0 mm
B =	+ 0 mm	B =	+ 0 mm
C =	+ 0 + 0,8 mm	C =	+ 0 + 1,5 mm
D =	+ 0 + 0,8 mm	D =	+ 0 + 1,5 mm
E =	+ 0 + 3 mm	E =	+ 0 + 5 mm
F =	+ 0 + 2 mm	F =	+ 0 + 3 mm

FILS

A de très rares exceptions, les bobinages de transformateurs sont effectués en fil de cuivre recuit et émaillé. On peut citer pour mémoire les fils guipés sous soie ou sous coton utilisés anciennement, et les fils d'aluminium utilisés pendant les périodes de pénurie de cuivre ; ceux-ci en raison de leur faible conductivité exigeaient un surdimensionnement des appareils.

L'émaillage, d'abord réalisé à partir de vernis gras et d'huiles siccatives, a fait place aux enrobages par revêtement en résines synthétiques thermodurcissables ; selon l'épaisseur de la couche isolante, on note l'isolation en « grade 1 » ou simple émail ou « grade 2 » émail renforcé. Certains émaux thermosoudables sont utilisés pour le revêtement de fils destinés à être soudés sans décapage préalable, ces émaux sont utilisés uniquement pour les fils de faible diamètre.

Le cuivre utilisé est le cuivre électrolytique recuit dont les caractéristiques sont données sur le tableau I-12. Le coefficient de température est tel que la résistance augmente sensiblement de 10 % par 25 °C.

Le tableau I-13 rassemble les différentes caractéristiques des fils de cuivre depuis le diamètre de 0,02 mm à 5 mm : tolérances, sections nominales, résistance linéique, surépaisseur d'émail, et nombre de spires par 100 mm.

Tableau I-12. — Caractéristiques des fils de cuivre

		Cuivre type recuit
Poids spécifique à 20 °C	g/cm^3	8,89
Température de fusion	°C	1 083
Chaleur spécifique	cal/g	0,093
Conductivité thermique	$cal/cm^2/cm/°C/s$	0,930
Coefficient de dilatation linéaire	$m/m/°C$	0,0000164
Charge à la rupture	daN/mm^2	22 à 28
Allongement à la rupture	%	14 à 35
Limite élastique	daN/mm^2	5,5 à 6
Module d'élasticité	daN/mm^2	11 200
Conductibilité I.A.C.S.	%	100
Résistivité à 20 °C	$\Omega/mm^2/m$	0,017241
Coefficient de température à 20 °C		0,00393

Tableau I-13. — Fils ronds émaillés

Diamètre nominal (mm)	(1) Tolérance ± Δ d (μm)	Section nominale (mm2)	Cuivre		Grade 1		Grade 2		Nbre moyen de spires par 100 mm	
			Poids de cuivre (g/m)	Résistance linéique nominale à 20 °C (Ω/m)	Surépaisseur minimale d'émail (μm)	Diamètre maximal sur émail (mm)	Surépaisseur minimale d'émail (μm)	Diamètre maximal sur émail (mm)	Grade 1	Grade 2
									Fabrication Thomson	Fabrication Thomson
* 0,020	2	0,0003142	0,002793	54,880	2	0,025	3	0,027	4255	3846
* 0,025	2	0,0004909	0,004364	35,120	2	0,031	4	0,034	3389	3076
0,030	2	0,0007069	0,006284	24,390	3	0,038	6	0,040	2857	2564
* 0,032	2	0,0008042	0,007149	21,440	3	0,040	6	0,043	2702	2439
* 0,040	2	0,001257	0,01117	13,720	4	0,050	8	0,054	2127	1941
* 0,050	2	0,001963	0,01745	8,781	5	0,062	10	0,068	1694	1538
0,060	2	0,002827	0,02513	6,098	6	0,074	12	0,081	1408	1290
* 0,063	2	0,003117	0,02771	5,531	6	0,078	13	0,085	1342	1234
0,070	3	0,003848	0,03421	4,480	7	0,086	13	0,093	1204	1117
* 0,071	3	0,003959	0,03520	4,355	7	0,088	14	0,095	1190	1104
* 0,080	3	0,005027	0,04469	3,430	8	0,098	15	0,105	1063	990,0
* 0,090	3	0,006362	0,05656	2,710	9	0,11'	17	0,117	947,8	888,8
* 0,100	3	0,007854	0,06982	2,195	9	0,121	18	0,129	858,3	806,4
0,110	3	0,009503	0,08448	1,814	10	0,132	19	0,141	784,3	740,7
* 0,112	3	0,009852	0,08758	1,750	10	0,134	19	0,143	772,2	729,9
0,120	3	0,01131	0,1005	1,524	10	0,143	20	0,153	722,0	682,5
*0,125	3	0,01227	0,1091	1,405	11	0,149	21	0,159	696,8	657,8
0,130	3	0,01327	0,1180	1,299	11	0,155	22	0,165	666,6	632,9
* 0,140	3	0,01539	0,1368	1,120	12	0,166	23	0,176	623,0	589,9
0,150	3	0,01767	0,1571	0,9757	12	0,176	23	0,188	583,0	554,0
* 0,160	3	0,02011	0,1788	0,8575	13	0,187	24	0,199	549,4	519,4
0,170	3	0,02270	0,2018	0,7596	13	0,198	25	0,211	518,1	491,4
* 0,180	3	0,02545	0,2263	0,6775	14	0,209	26	0,222	492,6	465,1
0,190	3	0,02835	0,2520	0,6081	14	0,220	27	0,233	467,2	442,2
* 0,200	3	0,03142	0,2793	0,5488	15	0,230	28	0,245	444,4	421,9
0,210	3	0,03464	0,3080	0,4978	15	0,241	28	0,256	424,6	403,2
0,220	3	0,03801	0,3379	0,4536	16	0,252	29	0,267	406,5	386,1
* 0,224	3	0,03941	0,3504	0,4375	16	0,256	29	0,271	400,0	380,2
0,230	3	0,04155	0,3690	0,4150	16	0,262	29	0,278	389,8	369,6
0,240	3	0,04524	0,4022	0,3811	17	0,273	30	0,289	374,5	355,2
* 0,250	4	0,04909	0,4364	0,3512	16	0,284	30	0,301	360,3	341,8
0,260	4	0,05309	0,4720	0,3247	17	0,294	30	0,311	347,2	329,4
* 0,280	4	0,06158	0,5474	0,2800	17	0,315	31	0,334	323,6	307,6
0,300	4	0,07069	0,6284	0,2439	18	0,337	33	0,355	303,0	288,6
* 0,315	4	0,07793	0,6928	0,2212	18	0,352	33	0,371	289,0	275,8
0,320	4	0,08042	0,7149	0,2144	19	0,358	34	0,377	284,9	272,1
0,350	4	0,09621	0,8553	0,1792	19	0,390	36	0,409	261,0	250,0
* 0,355	4	0,09898	0,8799	0,1742	19	0,395	36	0,414	257,7	246,9
0,380	4	0,1134	1,010	0,1512	21	0,421	37	0,441	240,9	231,7
* 0,400	5	0,1257	1,117	0,1372	21	0,442	37	0,462	229,3	220,9
* 0,450	5	0,1590	1,414	0,1084	23	0,495	40	0,516	204,7	197,8
* 0,500	5	0,1963	1,745	0,08781	25	0,548	43	0,569	184,8	179,0

Documentation THOMSON-BRANDT

Tableau I-13. — Fils ronds émaillés

Diamètre nominal (mm)	(1) Tolérance ± Δ d (μm)	Section nominale (mm2)	Cuivre		Grade 1		Grade 2		Nbre moyen de spires par 100 mm	
			Poids de cuivre (g/m)	Résistance linéique nominale à 20 °C (Ω/m)	Surépaisseur minimale d'émail (μm)	Diamètre maximal sur émail (mm)	Surépaisseur minimale d'émail (μm)	Diamètre maximal sur émail (mm)	Grade 1	Grade 2
									Fabrication Thomson	Fabrication Thomson
* 0,550	6	0,2376	2,112	0,07257	26	0,600	44	0,621	128,6	163,6
* 0,560	6	0,2463	2,190	0,07000	27	0,611	45	0,632	165,8	161,0
0,600	6	0,2827	2,513	0,06098	27	0,653	47	0,675	155,0	150,6
* 0,630	6	0,3117	2,771	0,05531	28	0,684	48	0,706	147,9	143,8
0,650	7	0,3318	2,950	0,05196	28	0,705	48	0,728	143,5	139,6
0,700	7	0,3848	3,421	0,04480	29	0,757	50	0,780	133,6	130,1
* 0,710	7	0,3959	3,520	0,04355	30	0,767	50	0,790	131,8	128,4
* 0,750	8	0,4418	3,928	0,03903	31	0,809	51	0,832	125,0	121,9
* 0,800	8	0,5027	4,469	0,03430	32	0,861	53	0,885	117,5	114,6
* 0,850	9	0,5675	5,045	0,03038	33	0,913	54	0,937	110,8	108,1
* 0,900	9	0,6362	5,656	0,02710	33	0,965	56	0,990	104,7	102,3
* 0,950	10	0,7088	6,301	0,02432	34	1,017	57	1,041	99,40	97,13
* 1,000	10	0,7854	6,982	0,02195	35	1,068	58	1,093	94,51	92,46
* 1,060	11	0,8825	7,845	0,01954	36	1,130	59	1,155	89,36	87,56
* 1,120	11	0,9852	8,758	0,01750	37	1,192	61	1,217	84,74	83,09
* 1,180	12	1,094	9,726	0,01577	37	1,254	62	1,279	80,64	79,14
* 1,250	13	1,227	10,91	0,01405	38	1,325	62	1,351	76,19	74,85
* 1,320	13	1,368	12,16	0,01260	39	1,397	64	1,423	72,25	70,97
* 1,400	14	1,539	13,68	0,01120	40	1,479	65	1,506	68,23	67,09
* 1,500	15	1,767	15,71	0,009757	41	1,581	66	1,608	63,81	62,77
* 1,600	16	2,011	17,88	0,008575	42	1,683	67	1,711	59,93	58,97
* 1,700	17	2,270	20,18	0,007596	43	1,785	68	1,813	56,49	55,63
* 1,800	18	2,545	22,63	0,006775	43	1,888	70	1,916	53,44	52,64
* 1,900	19	2,835	25,20	0,006081	44	1,990	71	2,018	50,69	49,96
* 2,000	20	3,142	27,93	0,005488	45	2,092	72	2,120	48,20	47,53
* 2,120	21	2,530	31,38	0,004884	46	2,214	73	2,243	45,53	44,94
* 2,240	22	3,941	35,04	0,004375	47	2,336	74	2,366	43,14	42,58
* 2,360	24	4,374	38,88	0,003941	47	2,459	75	2,488	40,97	40,47
* 2,500	25	4,909	43,64	0,003512	48	2,601	76	2,631	38,72	38,27
* 2,650	27	5,516	49,04	0,003126	49	2,754	77	2,784	36,56	36,17
* 2,800	28	6,158	54,74	0,002800	50	2,907	79	2,938	34,63	34,28
* 3,000	30	7,069	62,84	0,002439	51	3,110	80	3,142	32,37	32,06
* 3,150	32	7,793	69,28	0,002212	52	3,263	81	3,294	30,86	30,57
* 3,350	34	8,814	78,36	0,001956	53	3,466	82	3,498	29,06	28,78
* 3,550	36	9,898	87,99	0,001742	54	3,670	84	3,702	27,44	27,20
* 3,750	38	11,04	98,17	0,001561	55	3,873	85	3,905	26,00	27,56
* 4,000	40	12,57	111,7	0,001372	56	4,127	87	4,160	24,40	24,20
* 4,250	43	14,19	125,1	0,001212	57	4,380	87	4,414	22,99	22,81
* 4,500	45	15,90	141,4	0,001084	58	4,634	89	4,668	21,73	21,57
* 4,750	48	17,72	157,5	0,0009730	58	4,889	91	4,923	20,60	20,45
* 5,000	50	19,63	174,5	0,0008781	59	5,142	92	5,177	19,58	19,45

Documentation THOMSON-BRANDT

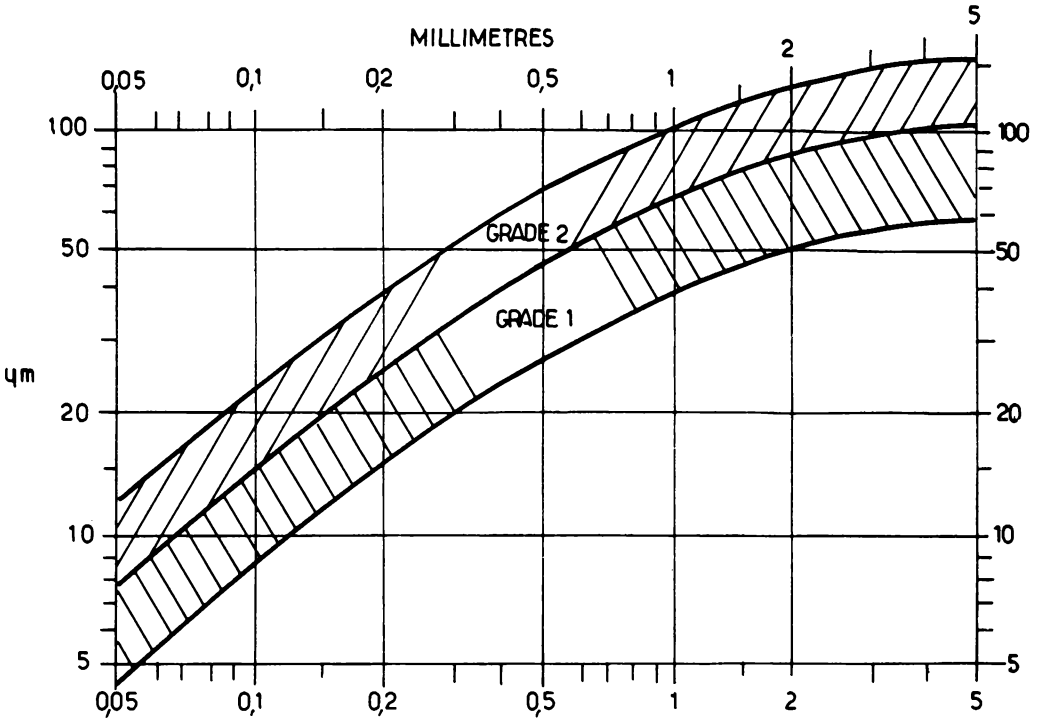


Fig. I-14. – Valeurs maximales et minimales de surépaisseur d'émail en fonction du diamètre des fils.

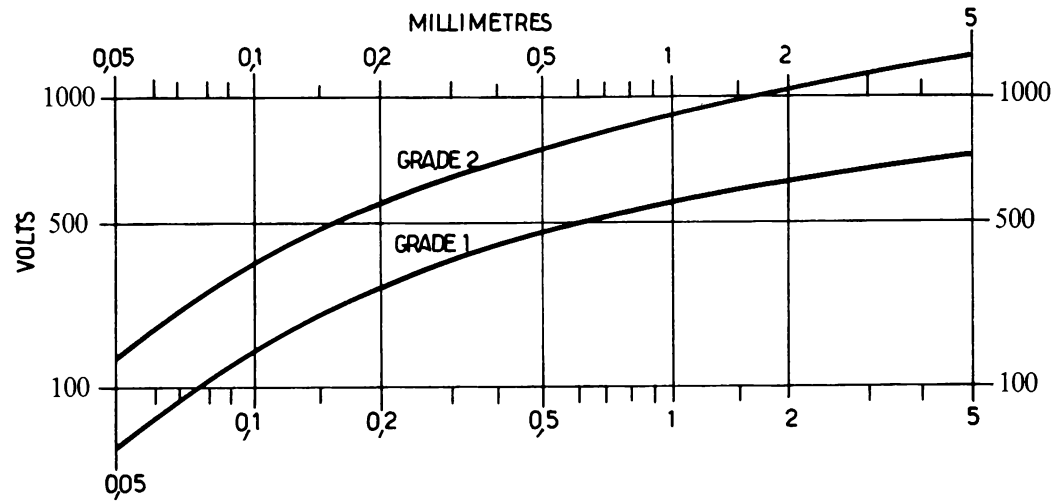


Fig. I-15. – Tensions moyennes de claquage des fils émaillés.

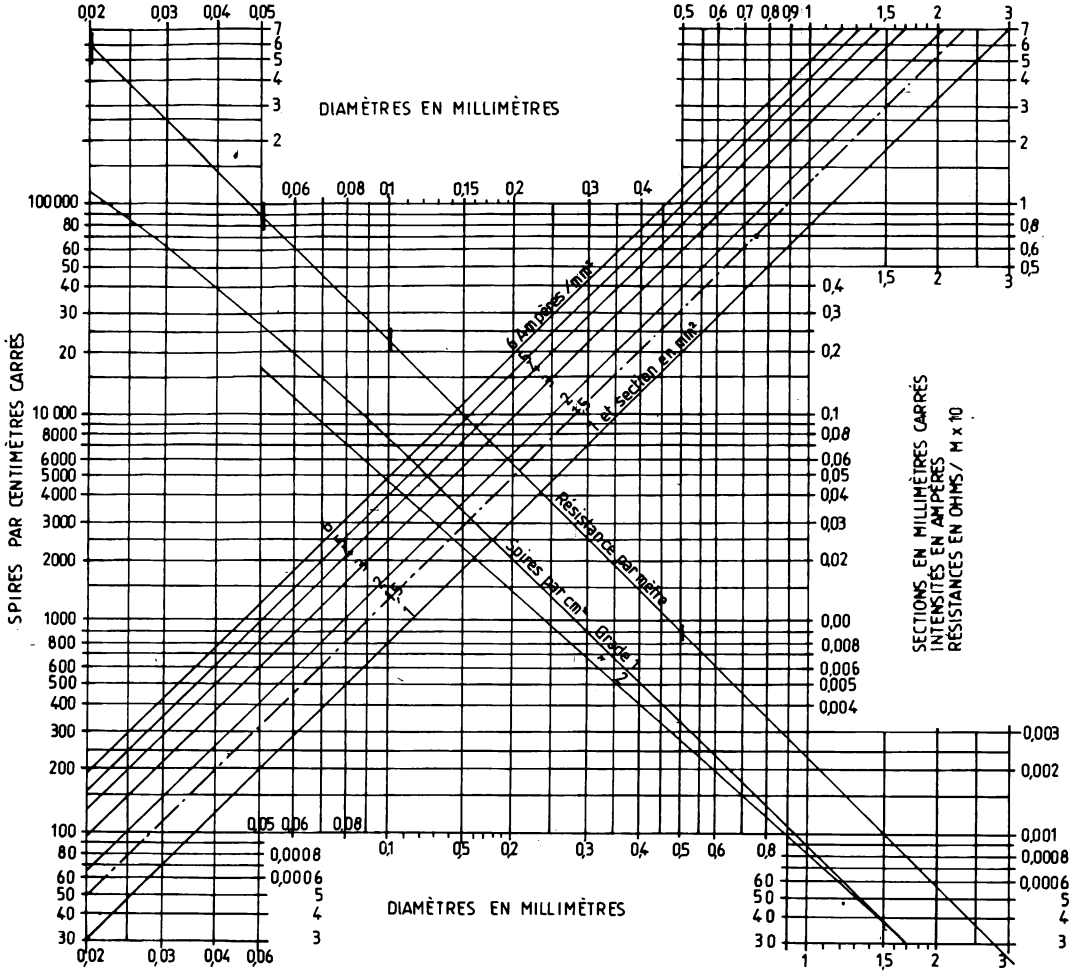


Fig. I-16. - Fils données générales

La figure I-14 donne les valeurs maximales et minimales des surépaisseurs diamétrales pour des fils de diamètres compris entre 0,05 et 5 mm selon la nature de l'émail.

La figure I-15 indique les tensions minimales de claquage selon les qualités d'émail pour les mêmes diamètres.

L'abaque I-16 intitulé : « Fils données générales » permet par simple lecture de déterminer :

1° Le diamètre et la section de fil selon la densité de courant en A/mm^2 choisie pour des diamètres s'échelonnant entre 0,02 et 3 mm.

2° Le nombre de tours moyen par centimètre carré pour les différentes qualités d'émail.

3° Les résistances linéiques en Ω/m.

Des traits verticaux matérialisent pour plusieurs diamètres les tolérances minimales et maximales.

Utilisation de l'abaque

Pour déterminer le diamètre d'un fil, en fonction de l'intensité devant le parcourir et de la densité de courant prévue et des performances demandées, il suffit de procéder comme suit (abaque I-17) :

La droite horizontale passant par le point d'ordonnée I, correspondant à l'intensité donnée, rencontre la droite « **densité de courant** », représentant la densité de courant choisie, en un point A. La verticale abaissée de ce point recoupe la droite des abscisses en un point B permettant de lire le diamètre cherché. Cette même droite recoupe en un point C la droite correspondant à la qualité d'émail choisi ; la parallèle issue de ce point rencontre l'axe de gauche en un point N donnant le nombre moyen de spires par centimètre carré. La verticale AB recoupe, d'autre part, la droite repérée en résistance linéique en un point D permettant de lire, sur l'axe de droite, la résistance en Ω/m.

Exemple. — Soit à déterminer le diamètre d'un fil de grade 1 devant être parcouru par un courant de 0,1 A sous une densité de courant de 2 A/mm^2, le nombre de spires par centimètre carré et la résistance linéique :

Nous abaissons du point A, point de rencontre de la droite d'ordonnée 0,1 A avec la droite « densité 2 A/mm^2 » la verticale AB qui recoupe la droite de base en un point nous permettant de lire le diamètre cherché, soit 0,25 mm, la droite AB rencontre celle notée « grade 1 » au point C, une droite CN, parallèle à l'axe des abscisses, recoupe en un point N l'échelle de gauche nous permettant de lire le nombre de spires par centimètre carré, soit 1 200 ; enfin du point de rencontre de la droite AB en D avec la droite « résistance linéique » nous traçons une parallèle à la droite de base qui au point de rencontre avec l'axe de droite nous permet de lire la résistance linéique soit : 0,38 Ω/m (0,038 x 10).

Un abaque 1-18 intitulé : « Nombre moyen de spires pour différents circuits classiques en fonction de la densité de courant » permet de prédéterminer par simple lecture le nombre de spires compatible avec la fenêtre d'un circuit donné pour des valeurs de l'intensité et de la densité de courant données. Cet abaque permet également de déterminer le diamètre et la densité

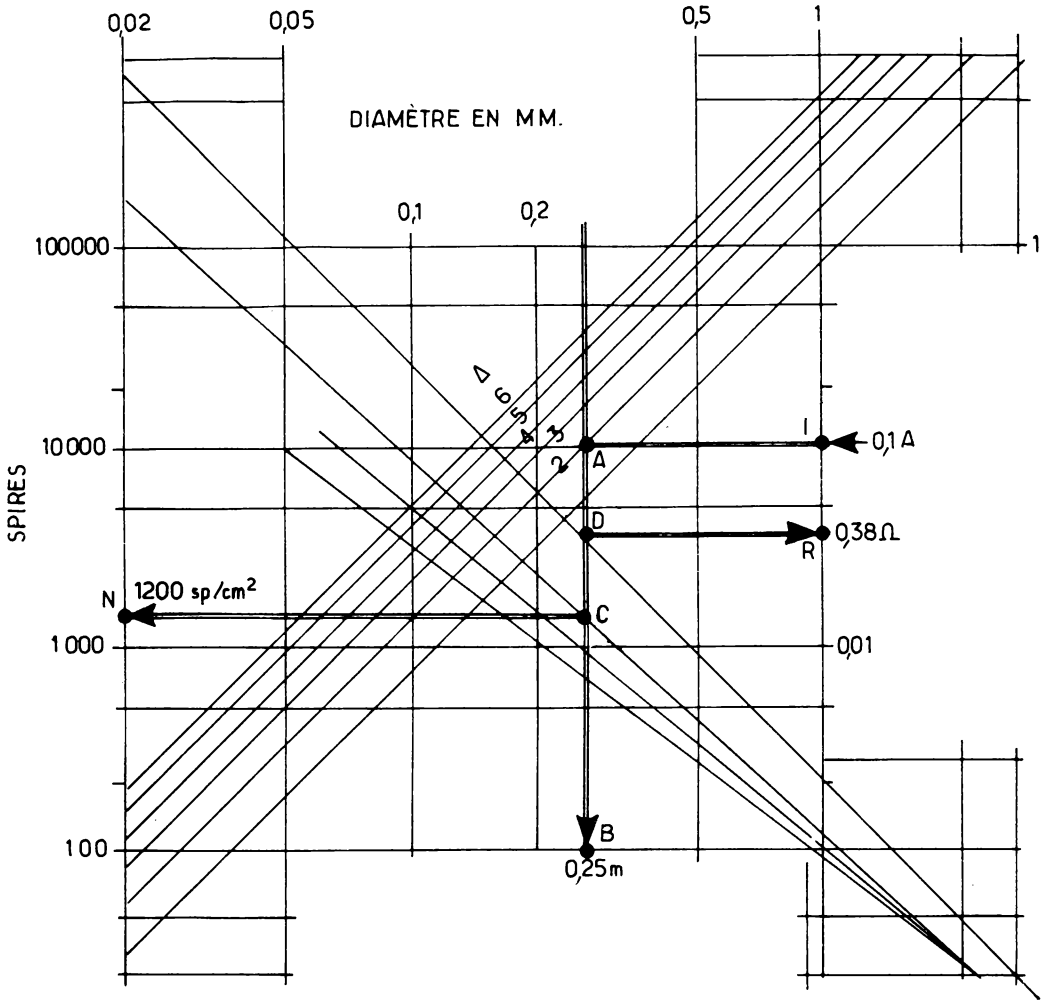


Fig. I-17. - Modes d'emploi de l'abaque précédent

de courant compatible avec un circuit magnétique donné, connaissant le nombre de spires et l'intensité devant parcourir le circuit.

Les abscisses sont graduées de 0,1 à 3 mm de diamètre, les ordonnées de l'axe gauche sont graduées en nombre de spires, celles de droite en intensité. Des familles de droites, les unes repérées en A/mm^2, les autres en types de circuits magnétiques pour des circuits compris entre ceux de 28 × 32 et 150 × 150, les surfaces étant comprises entre 1 et 20 cm^2.

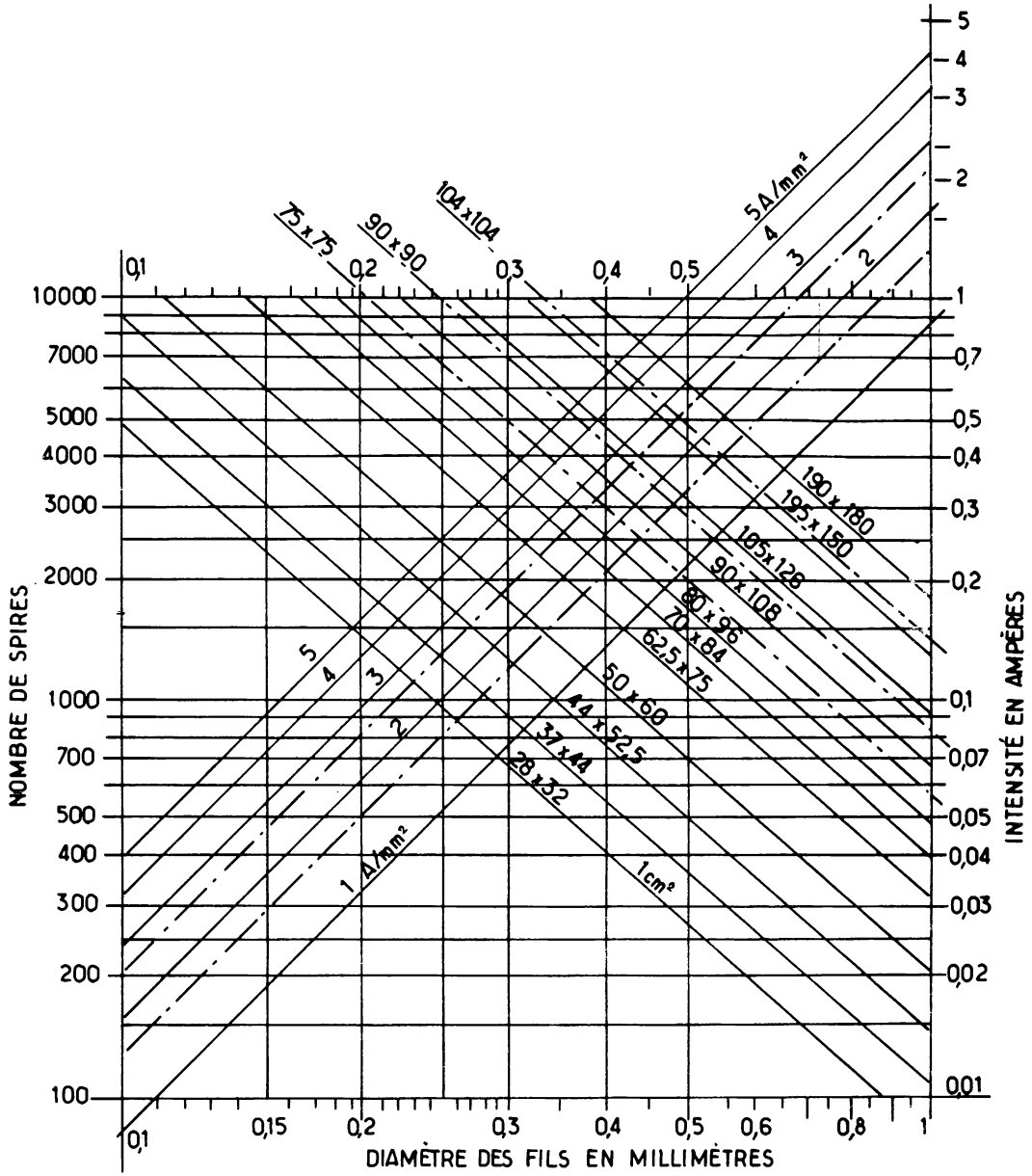


Fig. I-18. – Nombre de spires pour différents circuits magnétiques en fonction de la densité de courant.

a

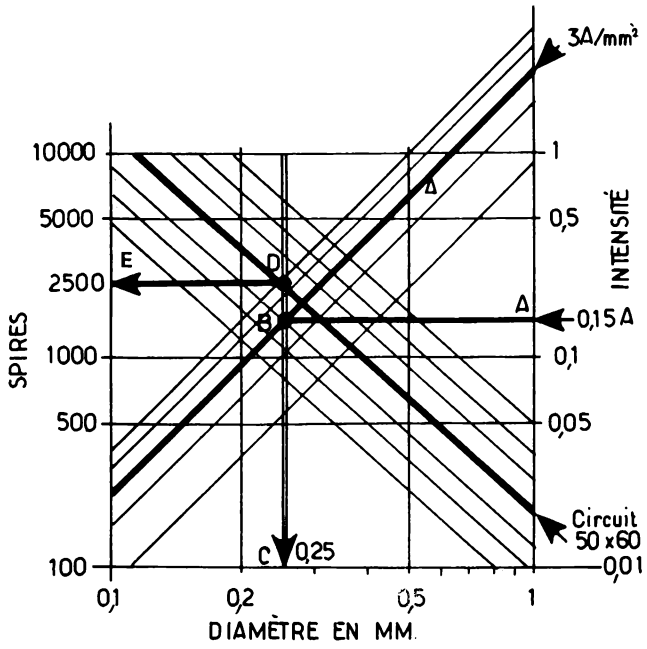
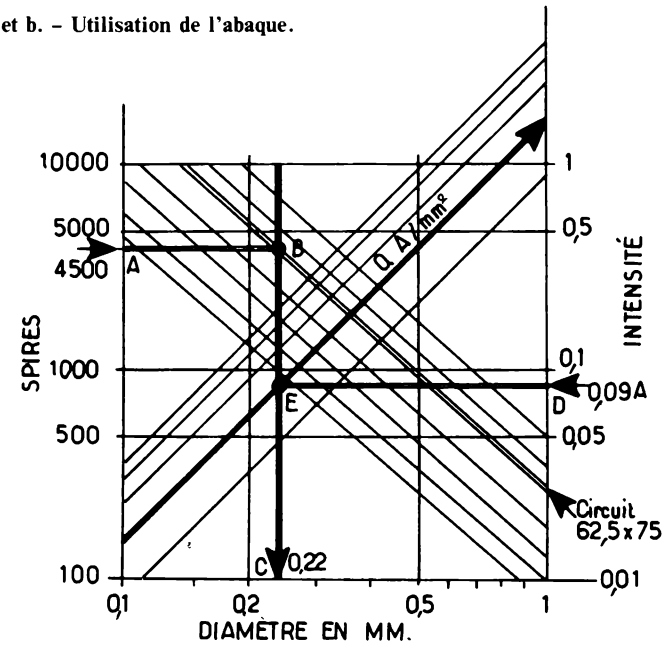


Fig. I-19a et b. – Utilisation de l'abaque.

b



Utilisation de l'abaque

Pour déterminer le nombre de spires d'un diamètre donné que peut accepter la fenêtre d'un circuit magnétique, on mène une parallèle à l'axe de base du point de recoupement de la verticale correspondant au diamètre du fil et de la droite matérialisant le type de circuit ; on lit sur l'axe de gauche le nombre de spires cherché (fig. I-19a).

Exemple. — Soit à déterminer le nombre de spires d'un diamètre de 0,5 mm pouvant s'insérer dans un circuit magnétique 90 × 108. Nous notons sur l'abaque que le point de recoupement (fig. I-19a) de la droite d'abscisse 0,5 s'effectue en un point d'ordonnée E correspondant à 2 300 spires.

L'abaque permet également de déterminer à partir de l'intensité, pour un type de circuit donné et d'une densité de courant choisie, le diamètre et le nombre de spires pouvant se loger dans la fenêtre du circuit magnétique.

Du point A (fig. I-19a) pris sur l'axe de droite et correspondant à l'intensité, on mène la parallèle à l'axe de base jusqu'à son recoupement au point B avec la droite repérée en densité de courant ; la perpendiculaire abaissée du point B sur l'axe de base donne au point C le diamètre cherché ; du point de rencontre de la droite BC en D avec la droite matérialisant le type de circuit, on trace une parallèle à l'axe de base, déterminant ainsi au point E le nombre de spires.

Exemple. — Soit à déterminer le nombre de spires, et le diamètre que peut accepter un circuit magnétique 50 × 60 pour une intensité de 0,15 A et une densité de courant de 3 A/mm^2.

La droite d'ordonnée 0,15 A rencontre au point B la droite repérée 3 A/mm^2 ; la perpendiculaire élevée de ce point à partir de la droite de base nous indique en C un diamètre de 0,25 mm, le recoupement de cette même droite avec celle repérée en types de circuits en un point D nous permet par une parallèle à l'axe des abscisses de déterminer en E le nombre de spires, soit 2 500.

On peut également, connaissant pour un type de circuit donné le nombre de spires et l'intensité, déterminer le diamètre du fil et la densité de courant compatibles. Du point A (fig. I-19b) on trace une parallèle AB à l'axe de base jusqu'à sa rencontre au point B avec la droite repérée en types de circuits, de ce point on abaisse une perpendiculaire BC qui rencontre l'axe des abscisses au point C donnant ainsi le diamètre cherché. Du point D sur l'axe de droite, correspondant à l'intensité donnée, on trace une parallèle DE à l'axe de base jusqu'à sa rencontre au point E avec la droite BC indiquant directement la densité de courant.

Exemple. — Soit à déterminer le diamètre d'un fil devant être parcouru par un courant de 0,09 A et à connaître la densité de courant parcourant l'enroulement pour un circuit magnétique 62,5 × 75, le nombre de spires étant de 4 500.

La droite issue du point A (fig. I-19b) recoupe au point B la droite matérialisant le circuit 62,5 × 75 ; la perpendiculaire abaissée de ce point nous donne en C le diamètre cherché, soit 0,22 mm ; une parallèle à l'axe de base issue du point D d'ordonnée 0,09 A recoupe la droite BC en E, nous donnant ainsi la densité de courant, soit 2 A/mm^2.

L'abaque I-18 convient plus particulièrement à la prédétermination des éléments de bobines de selfinductances. Il permet cependant d'obtenir une approximation des possibilités de remplissage des fenêtres de bobinages de transformateurs.

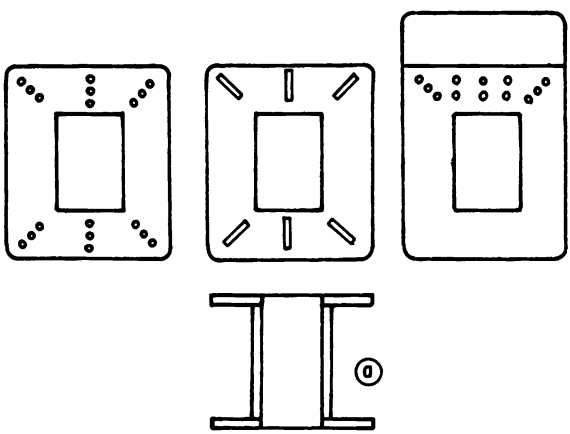
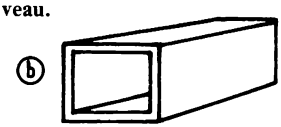


Fig. I-20. - a) carcasse en coupe et différentes joues. b) caniveau.



CARCASSES

Les bobinages sont, le plus fréquemment, réalisés sur des carcasses isolantes, munies ou non de joues, comportant un vide central destiné à recevoir le paquet de tôles. Les joues des bobines peuvent supporter les cosses de sortie des divers bobinages, ou des picots pour l'implantation des transformateurs sur des circuits imprimés. Ces carcasses sont obtenues, soit par collage d'éléments en carton imprégnés de vernis, soit par moulage de matières thermoplastiques ou thermodurcissables parfois comportant des fibres de verre ; les carcasses peuvent être cloisonnées afin de pouvoir posséder de forts isolements entre bobinages.

La figure I-20a montre une vue en coupe et en profil plusieurs types de carcasses, la figure I-20b montre en perspective un caniveau ; ceux-ci sont réalisés par enroulement de feuilles isolantes sur des mandrins de forme appropriée, de section soit carrée soit rectangulaire, maintenues en forme par collage ou imprégnation, et également par moulage. Les caniveaux sont plus particulièrement utilisés sur machines automatiques munies de dispositifs d'introduction de papier entre couches.

Les types de carcasses sont très nombreux pour un même type de tôles ; ils correspondent pour un même circuit magnétique à différentes hauteurs d'empilage. Le tableau I-21 donne les sections et hauteurs d'empilages pour des carcasses correspondant à différents circuits magnétiques classiques pour des sections pratiques de fer.

Le tableau I-22 donne les sections pratiques de fenêtres de bobinage pour des circuits standards. Ces tableaux se montrent particulièrement utiles lors de l'étude de transformateurs, en évitant les tâtonnements pour le choix des composants.

Tableau I-21. — Sections pratiques de fer en centimètres carrés de carcasses usuelles
hauteur d'empilage en millimètres

Cerclés : circuits carrés

Types de circuits	S	H	S	H	S	H	S	H	S	H	S	H
	cm^2	mm	cm^2	mm	cm^2	mm	cm^2	mm	cm^2	mm	cm^2	mm
15,8 × 19,2	0,24	5	0,33	7								
19,1 × 25,6	0,55	9										
28 × 32	0,8	9	1,25	13								
44 × 38	2	14	2,3	17								
52,5 × 44	3	17,5	3,5	20								
50 × 60	4	20	5	25	6	30	7	35	8	40		
62,5 × 75	5	20	6	25	7,5	30	8	32	9	35	9,5	38
	10	40	11	45	12,5	50	15	60				
70 × 84	8	28	9	32	10	36	11	40	12	44	13	46

80 × 96	14	50	15,5	56	19	70	22	80				
	6	19	8	25	9,5	30	10,5	34	12,5	40	14	45
	15	47,5	15,5	50	17,5	56	20	63	22	71	23	72
90 × 108	10,5	30	13,5	37	15	42	16,5	47	18	50	20	55
	22	60	23	65	25	70	26	72				
105 × 126	10,5	25	14,5	35	17,5	42	22	50	25	59	29	70
	33	80	37,5	90								
125 × 150	25	50	30	60	35	70	40	80	45	90	50	100
	55	110										
150 × 180	36	60	42	70	45	75	48	80	54	90	60	100
	66	110	72	120								
200 × 240	32	40	48	60	55	70	64	80	70	90	72	96
	80	100	88	110	95	120						

Tableau I-22. — Sections de fenêtre en centimètres carrés pour des carcasses standard

Circuits	F	Circuits	F	Circuits	F
15,8 × 19,2	0,36	50 × 60	2	125 × 150	16
19,1 × 25,6	0,6	62,5 × 75	3,4	150 × 180	24,5
28 × 32	0,8	70 × 84	4,4		
26 × 30	1	80 × 96	5,7		
44 × 37	1,15	90 × 108	7		
52,5 × 44	1,7	105 × 126	10		

ISOLANTS

La fiabilité d'un transformateur est d'autant meilleure que son isolation a été largement conçue, d'où la nécessité de n'utiliser que des isolants de haute qualité. Ces derniers en raison des faibles épaisseurs que permettent leurs performances occupent une surface minimum, permettant d'utiliser les sections maximales de cuivre, d'où l'obtention d'un excellent rendement.

Les isolants utilisés se répartissent en trois groupes :

a) les vernis utilisés pour le revêtement des fils de bobinage et les résines extrudées pour le gainage des fils de connexion,

b) les isolants en film mince destinés à l'isolation entre couches et entre bobinages,

c) enfin les résines destinées à l'imprégnation et au surmoulage.

Les fils de bobinage sont revêtus d'une mince pellicule de résine, telle que le formal-polyvinylique, résistant à une température maximale de 120 °C en service permanent, les résines téréphtaliques permettant une utilisation à 155 °C ; enfin les polyamides ont une tenue en température de 240 °C. Les résines à base de polyuréthane, dont la température limite d'utilisation est de 120 °C en régime permanent, servent à l'enrobage des fils dits « thermosoudables ». Ces fils ne nécessitent aucune opération de décapage avant soudure. Cet émail fond vers 320 °C, mais la température optimale est de 365 °C ; une soudure à 60 % d'étain et 40 % de plomb permet l'utilisation de la soudure au fer à souder.

Les fils de connexion sont enrobés par extrusion de résines souples telles que : les résines polyvinyliques pour un emploi à des températures n'excédant pas 75 °C, des fluocarbonates résistant à 150 °C, enfin des polytétrafluoréthylènes (téflon) résistant à 250 °C.

L'isolation entre enroulements et entre couches s'effectue au moyen de minces bandes d'isolant, parfois crantées sur les bords afin d'assurer une insertion sans jeu entre les joues des bobines.

Les différents isolants utilisés sont : le papier cristal, le papier verni, le papier kraft, le presspahn, le polyester (mylar, terphane). Le tableau I-23 indique les tensions de claquage en fonction de l'épaisseur de ces différents matériaux, le tableau suivant, I-24, précise les classes de température auxquelles peuvent résister ces isolants.

Tableau I-23. — Tensions moyennes de claquage de différentes feuilles isolantes à la température d'essai de 25 °C et un taux d'humidité de 65 %

Épaisseur en mm	Papier cristal	Presspahn	Papier kraft	Papier verni	Polyester
0,0025	400			1 500	5 000
0,05	600	840	500	3 000	9 000
0,07	800	900	630	5 000	10 500
0,1		970	850		13 000
0,15		1 270	1 250		16 000
0,2		1 600	1 500		18 000

Tableau I-24. — Classes de température

Y. Tp. Max. en service normal	90 °C Kraft, pressphan, papier cristal
A.	105 °C Papier verni
E.	120 °C Papier verni
B.	130 °C Polyester
F.	155 °C Polyester
H.	180 °C Polyester
C.	supérieure à 180 °C

Bobinages

Les bobinages les plus faciles à réaliser sont ceux sur carcasse. Ils peuvent s'effectuer très simplement au moyen d'un touret muni d'un compte-tours. Bien que cela soit possible il est inutile de réaliser soi-même les carcasses qu'il est facile de trouver dans le commerce ; si cependant l'on est amené à en réaliser une en presspahn ou en carton bakélisé, on utilisera de préférence une colle époxy, telle que l'Araldite. Il faut veiller avec soin à maintenir un jeu suffisant pour pouvoir effectuer l'entôlage, car l'opération de bobinage tend à restreindre la surface prévue pour introduire le circuit magnétique.

Les débuts et fins d'enroulement sont souvent reliés à des fils de sortie ; les soudures de ceux-ci doivent toujours être effectuées sur des sections de bobinage extérieures aux fenêtres du circuit magnétique de façon à ne pas créer de surépaisseurs, on doit toujours prévoir un certain mou pour éviter qu'un effort de traction sur le fil de sortie s'exerce sur la soudure. La figure I-25 montre la façon d'effectuer ce montage, la boucle doit être maintenue au moyen d'un film plastique autocollant. A partir de fils d'un diamètre de 0,4 mm, les sorties peuvent s'effectuer directement si celles-ci doivent être soudées sur des cosses serties sur les joues de la carcasse ; il est cependant recommandé de protéger le passage des fils au droit des traversées.

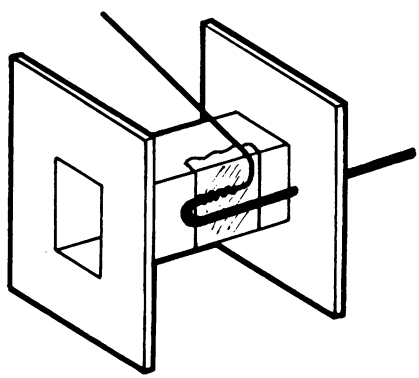


Fig. I-25.

Pour l'isolation entre couches, on utilise des films de faible épaisseur (voir page 37), les films doivent être particulièrement bien calibrés afin d'assurer un joint aussi parfait que possible avec les joues et éviter qu'un fil de bobinage puisse glisser contre un bobinage sous-jacent. On utilise souvent des rubans crantés qui procurent une excellente protection.

Dans le cas de bobinages en fil massé, on se contente en général d'effectuer cette isolation entre bobinages, sauf pour des bobinages à très grand nombre de tours où l'on intercale un film en cours de bobinage. Pour les bobinages en fil rangé, cette isolation doit être réalisée entre chaque couche.

En règle générale le bobinage s'effectue directement sur la carcasse ou le caniveau. On bobine en premier le ou les primaires. Après avoir enroulé quelques tours de film isolant, on bobine le ou les secondaires. Le plus fréquemment en cas de secondaires multiples, on commence par bobiner les secondaires utilisant les fils de plus fort diamètre.

L'isolement entre primaire et secondaire doit être prévu pour pouvoir supporter une tension de 2 U + 1 000 V, U étant la tension pouvant exister entre primaire et secondaire. Dans le cas de secondaires à tension élevée, on isolera de la même manière les différents secondaires entre eux. En général on adopte des coefficients de sécurité de 3 à 5.

Les défauts d'isolement, quelle que soit la nature de l'isolant, peuvent se produire en des points où des matières étrangères, plus ou moins conductrices, ou des poches d'air se trouvent incluses dans l'épaisseur de l'isolant, émail ou film. Sous des tensions élevées l'ionisation se développe aux points faibles provoquant un amorçage. L'élévation de la température abaisse les valeurs d'isolement ainsi que les tensions de claquage. Les isolants doivent être choisis en fonction de leur bonne tenue à l'humidité. Les tableaux I-23 et 24 mentionnent en premier les tensions de claquage pour des essais effectués à 25 °C sous une humidité relative de 65 % ; le second indique les classes de températures normalisées. Les isolants cités au cours du chapitre précédent possèdent tous une excellente tenue à l'humidité.

On ne doit en aucun cas employer de rubans en couche unique afin d'assurer le maximum de sécurité, pour éviter le risque d'introduire un point faible entre les bobinages.

Pour l'isolation de bobinages devant travailler sous des tensions de 127-220 V, on pourra utiliser 3 à 5 tours de papier verni de 0,025 mm ou mieux 2 tours de film polyester de même épaisseur ; cette dernière solution réduit les espaces morts.

Les connexions de sortie s'effectuent rarement directement en fil de bobinage pour les fils de faible diamètre, on utilise alors un fil de plus gros diamètre ou une tresse souple.

Les cosses de sortie sont en général serties sur les joues des bobines, quelquefois sur des cosses serties sur des plaquettes isolantes rivées sur l'étrier de fixation. Dans le cas de la jonction sur des cosses fixées sur les joues des bobines, on doit s'assurer que les sorties ne risquent pas d'être détériorées lors de l'entôlage.

On connecte, généralement, les cosses dans l'ordre croissant des enroulements, le plus souvent de gauche à droite, par exemple : entrée primaire, prise intermédiaire, sortie primaire, entrée du premier secondaire, sortie du premier secondaire, etc.

Dans le cas où des enroulements primaires ou secondaires peuvent être connectés en série ou en parallèle, tels que primaires « bi-tension », il est recommandé de croiser les connexions d'entrée et de sortie comme le montre le schéma I-26. La liaison des cosses latérales met les enroulements en parallèle, alors que la liaison des cosses médianes réalise le montage série ; l'isolement des deux demi-primaires doit correspondre à la norme de sécurité de 2U + 1000 V de même que celui des secondaires, surtout si ces derniers doivent travailler sous des tensions élevées.

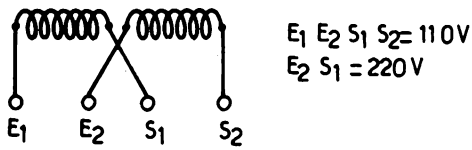


Fig. I-26. - Dispositif préconisé pour les sorties d'enroulements bi-tension

Un écran électrostatique est souvent utilisé entre les enroulements primaires et secondaires et éventuellement entre certains enroulements secondaires afin d'éviter la transmission de parasites et de transitoires. Un écran est réalisé par l'enroulement d'une spire et demi à deux spires se chevauchant sans contact (fig. I-27a) d'un feuillard de faible épaisseur de cuivre ou d'aluminium, ces spires doivent se chevaucher, mais évidemment ne pas avoir de contact entre elles, ce qui créerait un enroulement en court-circuit. L'écran doit être isolé des bobinages selon les normes de sécurité. La connexion s'effectue au moyen d'un fil souple, ou le plus souvent d'une

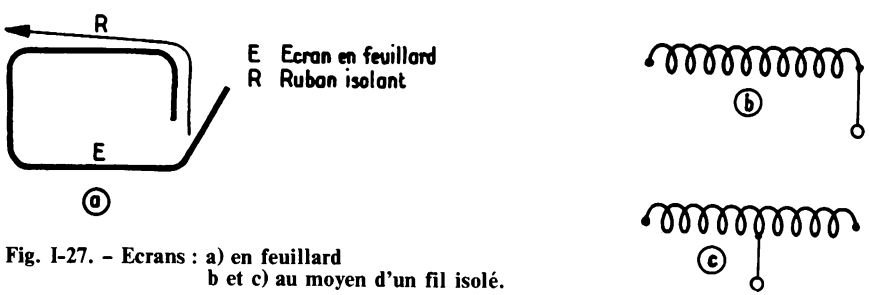


Fig. I-27. - Ecrans : a) en feuillard
b et c) au moyen d'un fil isolé.

tresse soudée à l'écran. Dans le cas de l'aluminium, la connexion s'opère soit par soudure, soit, plus simplement, par une languette de cuivre, maintenue par la pression des bobinages.

Si l'on ne dispose pas de mince feuille de cuivre, on peut utiliser comme écran un bobinage d'une seule couche dont une extrémité est « en l'air » (fig. I-27b) et l'autre utilisée comme connexion ; on peut également réaliser un enroulement analogue à prise médiane (fig. I-27c) dont les extrémités ne sont pas connectées.

Imprégnation

On est parfois amené à imprégner les bobinages pour les rendre insensibles à l'humidité. On peut procéder par trempage dans une solution de résine isolante et étuver ensuite pour éliminer les solvants. Il est recommandé d'étuver le transformateur avant imprégnation pour en chasser l'humidité, cette opération doit s'effectuer à une température voisine de 100 °C. Il est possible, si l'on ne dispose pas d'étuve, d'obtenir une excellente déshydratation en alimentant sous tension réduite le transformateur dont le ou les secondaires sont en court-circuits, il faut s'assurer que l'échauffement ne mette pas en danger les bobinages. Une méthode de mesure de la température des bobinages est développée dans le chapitre consacré aux essais (page 85).

Avant trempage, on laisse le transformateur se refroidir jusqu'à une température de l'ordre de 40 °C, à ce moment on plonge celui-ci dans le vernis où on le laisse séjourner environ une heure, puis après égouttage on procède à l'étuvage, il est également possible de traiter comme il a été dit ci-dessus le transformateur par effet Joule. Industriellement ces opérations s'effectuent sous vide et pression.

L'imprégnation confère, non seulement une excellente tenue en atmosphère humide, mais par élimination de l'air et son remplacement par des substances meilleures conductrices de la chaleur, améliore les échanges thermiques.

Les principaux vernis utilisés sont des vernis à base de résines phénoliques, téréphtaliques, polyesters, polyuréthanes et silicones, selon la nature de l'émail.

Finition

L'entôlage, le montage sur équerre, sur étrier, sur cadre flasque ou sous blindage ne présente aucune difficulté. On doit cependant noter que l'entôlage d'un transformateur doit s'effectuer en alternant le sens de découpe des tôles qui doivent se trouver tête-bêche. L'entôlage des selfs de filtrage et de certains transformateurs devant être parcourus par une composante

continue (transformateur push-pull par exemple) s'effectue avec des tôles en parallèle de façon à pouvoir ménager un entrefer.

La finition extérieure peut être obtenue par l'enroulement de quelques tours de presspahn, ou de film plastique auto-extinguible. Si le film est transparent, il est possible de disposer sous la couche extérieure une inscription portant un numéro de référence ou les caractéristiques du transformateur.

Le surmoulage permet d'obtenir une excellente présentation, joint à une excellente tenue mécanique pour des transformateurs de très petites dimensions.

Le surmoulage consiste à enrober par coulée d'une résine thermodurcissable le transformateur, à l'intérieur d'un moule, le plus souvent démontable, réalisé en métal, en matière plastique, en résine souple ou même en plâtre.

Les surfaces du moule sont recouvertes, avant coulée d'un enduit antiadhésif, facilitant le démoulage. Les sorties de fil sont connectées par soudure sur des picots fixés sur des plaquettes isolantes maintenues en position lors de la coulée de la résine d'enrobage, ou directement sur des picots positionnés par des empreintes réalisées dans le moule.

Les résines les plus employées sont les polyesters et les époxydes à charge minérale ; cette charge a pour but de diminuer, à la fois la quantité de matière plastique et le retrait lors de la polymérisation. Au moment de l'emploi, on ajoute à la résine, selon les indications des fabricants, le catalyseur et éventuellement l'accélérateur ; on effectue la coulée sur le transformateur, préalablement chauffé aux environs de 50 °C, soit par passage à l'étuve soit par effet Joule, il faut prendre soin d'éliminer les bulles d'air à l'intérieur du moule ; la meilleur façon d'opérer consiste à maintenir le moule incliné à 45° puis de le redresser progressivement pendant le remplissage. La polymérisation s'effectue de l'intérieur vers l'extérieur, le préchauffage du transformateur réduit les tensions mécaniques dues au retrait. La réaction de polymérisation est exothermique.

Touret et dévidoir

Pour bobiner des transormateurs sur carcasses à joues, il suffit de disposer d'un moteur universel de 100 à 200 W, tournant entre 3 000 et 5 000 tours, muni d'un rhéostat très progressif (par exemple moteur et rhéostat de machine à coudre). La bobine peut être montée directement en bout d'arbre (montage en l'air) ou entre pointes comme le montre la photographie (fig. I-28), au lieu d'utiliser le moteur directement, on peut employer un touret indépendant. Dans les deux cas un compte-tours, comptant et décomptant, permet de contrôler les nombres de spires. Un volant en métal léger, ou en bakélite, monté sur l'arbre moteur, se montre particulièrement pra-

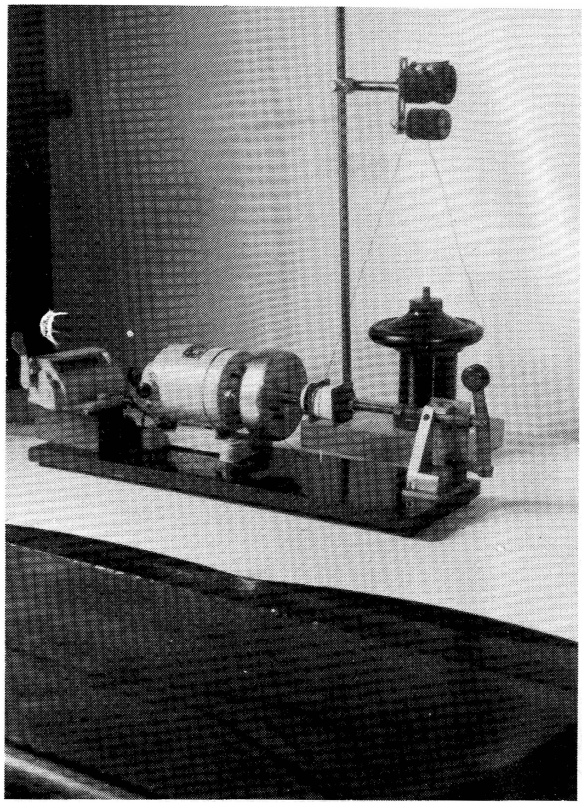


Fig. I-28. - Touret à bobiner

tique pour freiner le moteur ; il facilite l'introduction des rubans isolants entre bobinage et l'enroulement de ceux de finition ; il permet également de contrôler des démarrages progressifs et un freinage manuel en cas d'urgence. On peut disposer sur la face avant du volant quelques trombones permettant l'arrimage des extrémités de fil en cours de bobinage. La photographie du touret auto-moteur, facile à réaliser, semble suffisamment explicite, le montage adopté est celui à contre-pointe.

Le problème du dévidoir, apparemment plus difficile à résoudre, trouve une solution élégante par l'adoption d'un type « pick-up », ce montage permet de dévider des fils de quelques centièmes de millimètre. Ce dévidoir,

à la fois très rudimentaire et facile à réaliser, est cependant très efficace, il ne demande que peu d'outillage et peu de temps pour sa réalisation. La figure I-29 schématise son montage.

Le fil se déroule à partir de la bobine débitrice B, puis passe successivement entre deux cylindres C_1 et C_2 de 30 à 40 mm de diamètre, recouverts de feutre. Le guidage du fil est assuré par deux guides croisés G_1 et G_2, un petit tampon de feutre T applique le fil sur le cylindre supérieur. Le réglage du freinage s'effectue par rotation de l'ensemble au cours de l'axe de C_1. Il est recommandé, afin de réduire les déplacements de fil autour de la bobine débitrice, de placer cette dernière au centre d'un cylindre de même hauteur et d'un diamètre légèrement supérieur. Pour les fils de fort diamètre, ce sont surtout les doigts de l'opérateur qui freinent le déroulement du fil. Si les joues de la bobine débitrice présentent des aspérités, on doit disposer à sa surface un disque légèrement plus grand et soigneusement poli sur chant.

Un tel ensemble, quoique très rudimentaire, peut rendre de grands services pour la réalisation de petits transformateurs, ou pour effectuer des modifications sur un transformateur de récupération.

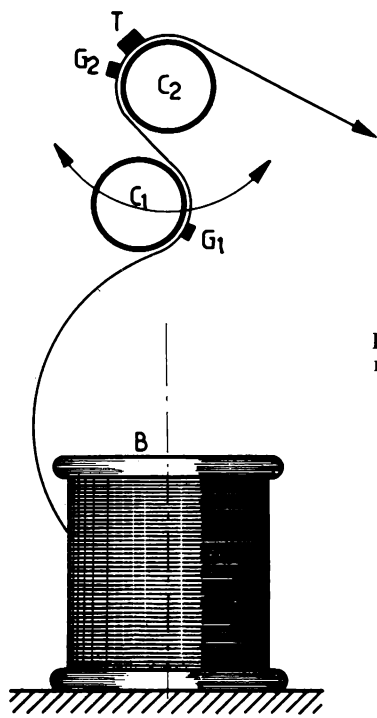


Fig. I-29. - Schéma de montage d'un dévidoir « pick-up »

II

Calcul

Après avoir présenté les divers composants et leur utilisation, il reste à déterminer les conditions de leur emploi afin de pouvoir réaliser des transformateurs répondant aux buts proposés.

La tension aux bornes d'un enroulement d'un transformateur est donnée par la formule de Boucherot :

$U = 4{,}4\ BFNS\ 10^{-4}$

dans laquelle :

U = tension efficace en volts
B = induction en teslas
F = fréquence en hertz
N = nombre de spires
S = section utile de fer en centimètres carrés

Pour un transformateur parfait, donc sans pertes, et de rendement unité, on aurait :

$$\frac{U_s}{U_p} = \frac{I_p}{I_s} = \frac{N_s}{N_p} = N$$

N étant le rapport de transformation, V_s, V_p, I_s, I_p, N_s, N_p étant respectivement les tensions, les intensités et les nombres de spires secondaires et primaires.

Il est facile de déterminer le nombre de spires, en fonction de l'induction choisie et de la fréquence, pour une section de tôle donnée. En général on utilise la formule suivante donnant le nombre de spires par volt (N/U).

$$(1)\quad \frac{N}{U} = \frac{10^{-4}}{4{,}4\ BFS}$$

qui pour la fréquence usuelle de 50 hertz devient

$$(2)\quad \frac{N}{U} = \frac{100}{2{,}2\ BS}$$

SECTION DU CIRCUIT MAGNETIQUE

Pour les circuits magnétiques destinés à être utilisés à la fréquence 50 Hz on adopte, selon la qualité des tôles, des valeurs d'induction comprises entre 1 et 1,9 T, cette dernière étant une valeur limite.

Les valeurs d'induction les plus usuelles varient de 1 à 1,2 T pour des tôles de qualité 2,6 W/kg, de 1,2 à 1,4 T pour des tôles de 1,6 W/kg et de 1,6 à 1,7 T pour des tôles à grains orientés de qualité 0,6 W/kg.

La section utile de fer est donnée par la formule suivante :

$$S = \frac{1,2}{B} \sqrt{VA}$$

S = section en centimètres carrés
B = induction en teslas
VA = puissance utile rectifiée en fonction du rendement

Ainsi pour une puissance utile demandée de 20 VA au secondaire et un rendement de 75 %

on adoptera comme puissance primaire :

$$VA = \frac{20 \cdot 100}{75} = 26,6$$

valeur que l'on arrondira pratiquement à 27.

NOMBRE DE SPIRES

Connaissant la section du circuit magnétique, on détermine les nombres de spires par la formule de Boucherot (2) pour un transformateur destiné à être utilisé à la fréquence industrielle de 50 Hz.

Les nombres de spires déterminés par cette formule ne sont valables, en raison du rendement, que pour l'enroulement primaire ; il y a lieu de majorer les nombres de spires secondaires pour en tenir compte. Dans la pratique on utilise la formule suivante :

$$K = 1 + \frac{100 - \eta}{200}$$

dans laquelle K est le coefficient multiplicateur et η le rendement en pour cent.

Exemple. Déterminer le coefficient multiplicateur pour un transformateur devant délivrer 50 VA avec un rendement de 80 % :

Nous avons :

$$K = 1 + \frac{100 - 80}{200} = 1{,}1$$

Nous devrons donc multiplier le nombre de spires secondaires par 1,1.

RENDEMENT

Le rendement des transformateurs croît avec la puissance, il avoisine 100 % pour les très grosses unités. La courbe II-1 indique les valeurs moyennes de rendement en fonction de la puissance. Les écarts entre les rendements réels et ces valeurs moyennes sont d'autant plus réduits que les puissances sont plus élevées. Par contre pour les faibles et très faibles puissances les écarts sont plus importants, particulièrement au-dessous de 5 VA.

Les meilleurs rendements sont obtenus pour des transformateurs comportant peu d'enroulements ; en effet pour des transformateurs comportant plusieurs primaires ou secondaires, on est amené, afin de pouvoir loger les enroulements à adopter, soit des circuits magnétiques de plus grandes dimensions, soit d'adopter une densité de courant plus importante, ce qui dans les deux cas augmente les pertes.

Les rendements, évalués par le calcul, sont en général supérieurs à ceux relevés lors des essais. Il est difficile d'évaluer correctement les pertes au fer : l'entrefer aussi réduit soit-il, malgré le soin apporté à l'imbriquage des

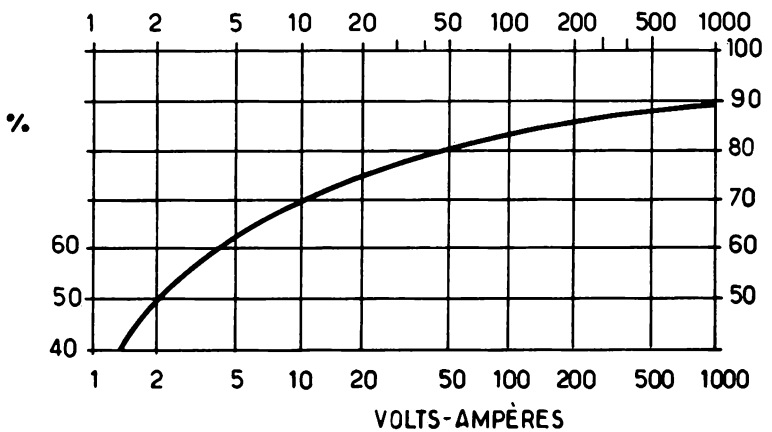


Fig. II-1. - Rendement moyen en % en fonction des VA.

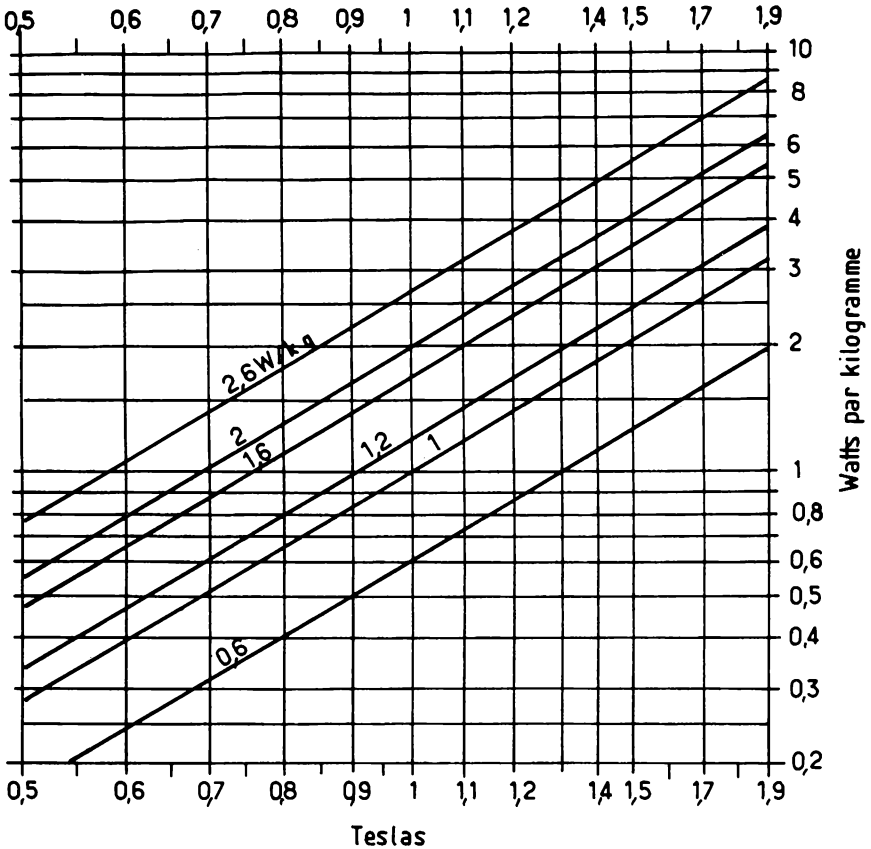


Fig. II-2. - Pertes au fer en W/kg en fonction de l'induction sous 50 Hz pour diverses qualités de tôles.

tôles, crée des pertes d'autant plus importantes que le circuit magnétique est de faible dimension. En effet cet entrefer est sensiblement le même pour tous les types de circuits.

Dans l'étude d'un petit transformateur, il est toujours préférable de se montrer pessimiste, afin d'éviter de fâcheuses surprises au cours des essais.

Le rendement est fonction, d'une part des pertes par hystérésis et par courants de Foucault dans le fer et d'autre part des pertes par effet Joule dans les enroulements. Les courbes de la figure II-2 donnent les valeurs des

pertes au fer par kilogramme pour des tôles de qualités comprises entre 0,6 et 2,6 W/kg à la fréquence de 50 Hz en fonction de l'induction en teslas.

Les pertes au cuivre, dans les enroulements, ne sont pratiquement dues qu'à l'effet Joule. En effet, aux fréquences industrielles, et pour les petits transformateurs, les fils sont suffisamment fins pour que les pertes par courant de Foucault soient négligeables. Il en est de même pour les très petits transformateurs de basse fréquence.

Il faut noter que, lorsque l'on calcule un transformateur, on doit tenir compte de l'augmentation de résistance des enroulements due à l'augmentation de température ; il faut se rappeler qu'une augmentation de 25 °C correspond à une augmentation de résistance de 10 % et de 20 % pour 50 °C.

Dans le cas d'une mise en fabrication en série de petits transformateurs, on réalise, en général, plusieurs prototypes, légèrement différents afin de déterminer celui dont la mise en fabrication sera la plus rentable, car il est difficile de prédéterminer celui qui se montrera le plus apte à servir de prototype.

Le rendement est donné par la relation :

$$R = \frac{VA}{VA + W_{Fe} + W_{Cu}}$$

VA = puissance en volt-ampères secondaire
W_{Fe} = pertes au fer
W_{Cu} = pertes au cuivre

Le rendement optimum est obtenu lorsque les pertes au fer et les pertes au cuivre ont sensiblement la même valeur.

Le minimum de pertes au cuivre est obtenu par l'emploi de circuits magnétiques de section carrée ; la longueur de spires est alors la plus réduite à section de fer égale. Comme il n'est pas toujours aisé d'utiliser de tels circuits, on doit adopter des circuits permettant de se rapprocher de ce type de section. Dans le cas de transformateurs comportant de nombreux enroulements, on est amené à choisir un circuit magnétique de dimensions supérieures afin de bénéficier d'une surface de fenêtre plus importante et de réduire ainsi la hauteur d'empilage.

L'évaluation des pertes se détermine en additionnant les pertes au fer et les pertes au cuivre. Pour les premières, il suffit de multiplier le poids des tôles par la valeur des pertes par kilogramme (abaque II-2) pour la qualité de tôle et la valeur d'induction adoptées. Les pertes au fer sont pratiquement indépendantes de la charge, les ampères-tours primaires et secondaires étant en opposition. Pour les pertes au cuivre, on doit déterminer les longueurs des fils et calculer la résistance de ceux-ci. Il faut majorer cette valeur selon la température en service de 10 à 20 % selon que le transformateur est destiné à des températures de 25 °C ou 50 °C au-dessus de l'ambiance.

Tableau II-3. — Longueurs moyennes de spires

Ces longueurs ont été estimées pour des circuits de section carrée. Pour toute autre hauteur d'empilage, il suffit d'augmenter ou de diminuer ces longueurs de deux fois la différence entre les hauteurs d'empilage.

Toutes dimensions en millimètres

Circuit	Empilage	Primaire	Secondaire
28 32	9	44	48
44 37	16	75	90
52,5 44	18	90	105
50 60	20	100	120
62,5 75	25	120	150
70 84	28	140	175
80 96	32	160	190
90 108	36	175	220
105 128	42	210	240

Le tableau II-3 donne des valeurs approchées de longueur de spires pour différents circuits de section carrée. Pour d'autres hauteurs d'empilage, il suffit de majorer ces valeurs de deux fois la différence de hauteur entre celle du circuit carré et celle du circuit à l'étude.

Ces valeurs obtenues correspondent sensiblement aux longueurs de spires de bobinages simples ne comportant qu'un primaire et qu'un secondaire ; toutefois elles permettent une bonne approximation.

Connaissant les longueurs de fil et les diamètres, il est facile, en se reportant à l'abaque I-16, de calculer les résistances que présenteront les enroulements. Selon l'augmentation de température que l'on suppose pouvoir être atteinte par le transformateur en fonctionnement, on majorera ces valeurs de 10 à 20 %, d'où l'on déduit les pertes au cuivre pour chacun des enroulements par la formule :

$$W_{Cu} = RI^2$$

POIDS DES TRANSFORMATEURS ET AUTOTRANSFORMATEURS

Il est souvent utile de connaître en début d'étude quel sera l'ordre de poids d'un transformateur ou d'un autotransformateur. Pour éviter les calculs, les courbes de la figure II-4 permettent de lire les poids approchés de transformateurs et d'autotransformateurs nus pour des puissance s'échelonnant entre 3 et 1 000 VA.

Une puissance dissipée de l'ordre de 2 à 6 W/dm^2 peut être considérée comme normale, selon les possibilités de refroidissement par circulation naturelle d'air. Les transformateurs établis selon l'abaque triangulaire (fig. II-7, page 54) correspondent à des réalisations de transformateurs à faible échauffement. Il est donc inutile de se livrer au calcul des pertes. Les transformateurs établis selon cet abaque peuvent supporter des surcharges de l'ordre de 10 à 15 % pour des puissances supérieures à 100 VA et même de 15 à 30 % pour les plus faibles puissances. Les dissipations par décimètre carré peuvent être multipliées par 3 ou 4 pour des transformateurs bien ventilés.

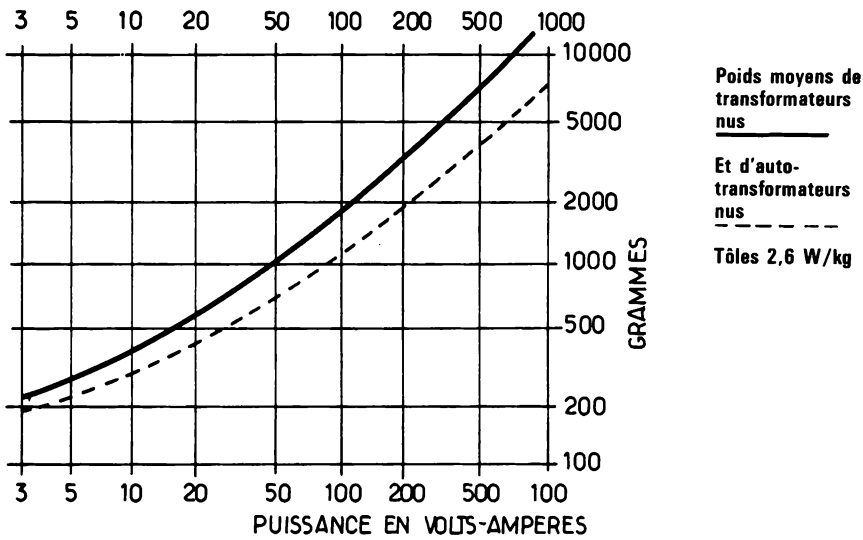


Fig. II-4. - Poids moyen de transformateurs et autotransformateurs nus en tôle de 2,6 W/kg.

La surface de refroidissement peut être grossièrement assimilée à celle d'un cylindre, à fond unique, ayant pour diamètre la diagonale de la face supérieure du circuit magnétique et pour hauteur, celle de ce circuit (fig. II-5). Cette évaluation, toute arbitraire, donne cependant des valeurs voisines de celles que l'on pourrait obtenir par des méthodes plus compliquées.

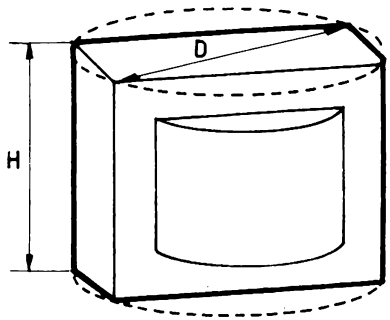


Fig. II-5. - Détermination de la surface approximative de refroidissement

La surface ainsi définie est donnée par la relation :

$$S = \left(H + \frac{D}{4}\right) \pi D$$

S = surface évaluée,
H = hauteur du circuit magnétique,
D = diagonale de la face supérieure de ce circuit.

Les surfaces croissant comme le carré des dimensions, les volumes et les poids comme le cube, il en résulte que les surfaces de refroidissement sont relativement plus importantes pour les transformateurs de petites dimensions que pour les plus grands, ce qui leur assure une meilleure dissipation et permet de les pousser davantage.

SURCHARGES ADMISSIBLES

Les transformateurs et autotransformateurs ne peuvent travailler en surcharge que pendant des temps tels que leur échauffement reste compatible avec la tenue à la température des composants. L'abaque II-6 permet d'évaluer les temps moyens pendant lesquels un transformateur peut être utilisé pour délivrer une puissance supérieure à celle pour laquelle il a été conçu.

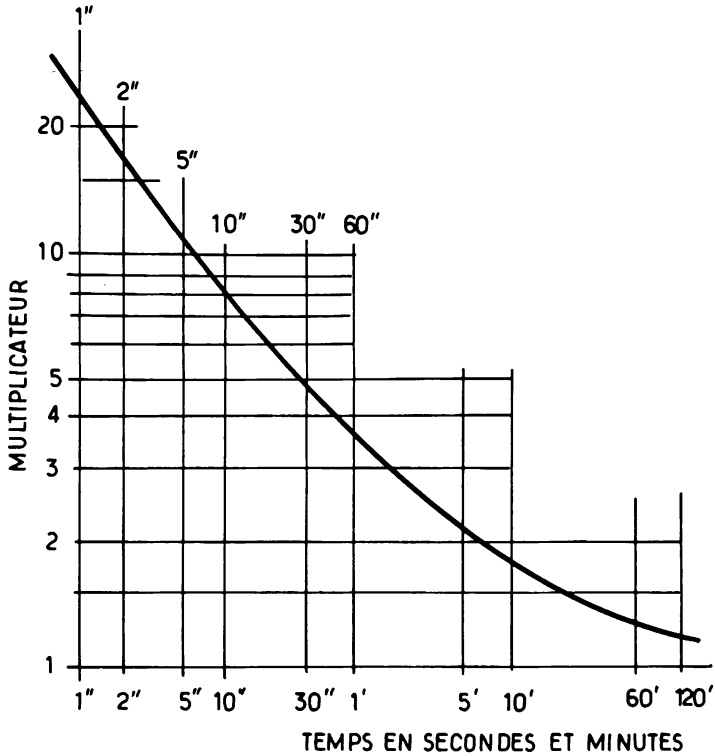


Fig. II-6. – Surcharges admissibles en fonction du temps en secondes et en minutes.

Ces temps ne sont valables que pour des transformateurs se trouvant à la température ambiante de 20 °C. Ils ne peuvent supporter une nouvelle surcharge que lorsque leur température est de nouveau revenue à la température ambiante. Ces temps sont donnés à titre indicatif. Il faut noter que la chute de tension en surcharge est d'autant plus importante que la puissance du transformateur est plus faible.

ABAQUE TRIANGULAIRE

Cet abaque permet de déterminer très rapidement (II-7) : la section du circuit magnétique, les nombres de spires, tant primaires que secondaires en fonction de la puissance requise et d'une valeur d'induction donnée. Cet

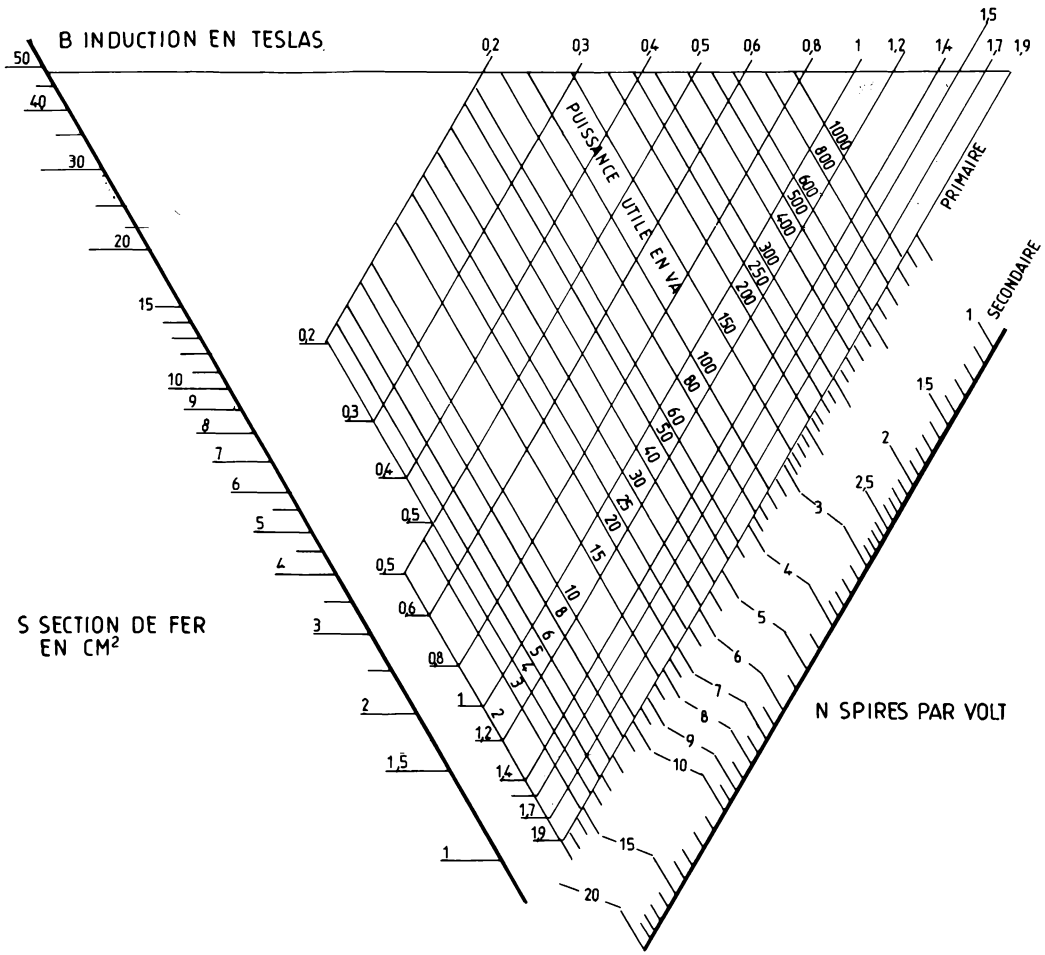


Fig. II-7. – Abaque traingulaire permettant par simple recoupement de déterminer les sections de fer et les nombres de spires, tant au primaire qu'au secondaire en fonction des V A de sortie et du taux d'induction choisi.

abaque a été étudié pour la fréquence de 50 Hz. L'extension de son emploi pour d'autres fréquences sera développée ultérieurement au cours de cette étude.

On détermine par simple alignement de trois axes à 120° les éléments permettant de réaliser des transformateurs de puissance comprise entre 2 et 1 000 VA pour des inductions variant de 0,2 à 1,9 T.

Utilisation de l'abaque triangulaire : pour déterminer les sections de fer, on trace du point de rencontre (fig. II-8) de la droite repérée en puissance, exprimée en VA avec celle notée en valeur d'induction, point 0, une droite parallèle à l'axe supérieur jusqu'à sa rencontre avec l'axe de gauche au point S ce qui permet de lire la section de fer en centimètres-carrés. Le prolongement à partir du point 0 de la droite des volts-ampères, vers la droite permet de lire les nombres de spires par volt, primaires en N_p, secondaires en N_s.

Afin de faciliter l'usage de cet abaque, il est recommandé d'utiliser une feuille transparente en plexi ou en acétate, ou à défaut une feuille de papier calque, sur laquelle on a tracé, à partir d'un point central trois axes divergents à 120 °.

Il est évident que l'usage de cet abaque économise un temps précieux, et permet sans aucun calcul d'obtenir des données correctes. Il peut être utilisé par des personnes allergiques aux mathématiques.

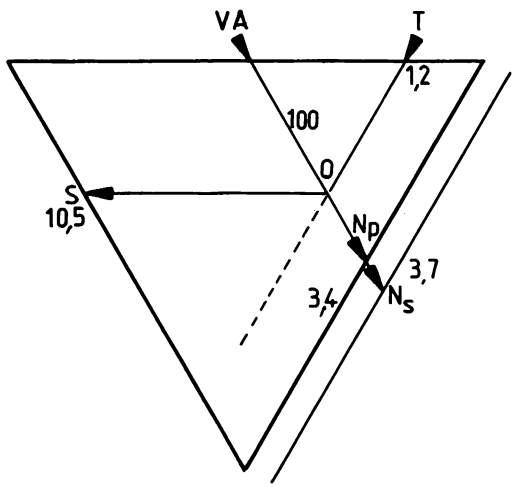


Fig. II-8. - Principe et utilisation de l'abaque

Exemple. — Déterminer la section de fer et les nombres de spires par volt pour la réalisation d'un transformateur devant débiter 100 VA sous une induction de 1,2 T, utilisant des tôles de qualité 2,6 W/kg. Traçons du point 0 de recoupement de la droite 100 VA et de la droite 1,2 T, une parallèle OS à l'axe supérieur ; le point de rencontre de cette droite avec l'axe gradué en centimètres-carrés nous permet de lire la section de fer cherchée, soit 10,7 cm^2. Le prolongement de la droite des VA recoupe celles graduées en nombre de tours par volt, nous donne 3,4 spires primaires par volt et 3,7 pour les spires secondaires.

Nous pouvons contrôler ces valeurs par le calcul. Pour une puissance

N.B.

Dans un abaque triangulaire, la somme géométrique des vecteurs parallèles aux côtés du triangle, issus d'un point quelconque, situé à l'intérieur de ce triangle est constante et égale à un côté du triangle équilatéral.

Dans un transformateur, le produit BSN de l'induction par la section du circuit magnétique et par le nombre de spires est constant pour une même fréquence :

$$U = BSNF\ 10^{-4}$$

Pour une tension U = 1 et la fréquence de 50 Hz, on a :

$$BSN = \frac{10^4}{22}$$

Il suffit donc que les vecteurs représentent les logarithmes de ces valeurs.

La figure montre que dans un triangle équilatéral ABC, si d'un point O situé à l'intérieur du triangle on mène trois droites parallèles aux côtés, on a :

a parallèle à BC
b parallèle à AC
c parallèle à AB

$|\vec{a}|$ est égal à $|\vec{a'}|$ (côté opposé d'un parrallèlogramme)
$|\vec{b}|$ est égal à $|\vec{b''}|$ (côté d'un triangle équilatéral)
$|\vec{C}|$ est égal à $|\vec{c''}|$ (côté d'un parallèlégramme opposé à c")

La base BC est graduée en logarithmes de l'induction H en teslas.
La base AB en logarithmes de centimètres carrés de section de circuit magnétique.
La base AC en logarithmes de spires par volt.

de 100 VA, nous lisons sur l'abaque « rendement » (II-1) 84 %, d'où nous déduisons que la puissance requise au primaire sera de :

$$\frac{100 \cdot 100}{84} = 112 \text{ VA}$$

La section de fer sera de :

$$S = \frac{1{,}2}{1{,}2} 119 = 10{,}9 \text{ cm}^2$$

valeur différant peu de celle lue sur l'abaque.

On a donc :

$$|\vec{a}| + |\vec{b}| + |\vec{c}| = |\vec{a'}| + |\vec{b''}| + |\vec{c'''}|$$

soit :

$$\text{Log H} + \text{Log S} + \text{Log S/v}$$

L'abaque ainsi conçu correspond à des transformateurs dont la tension théorique serait de 1 V pour une fréquence de 50 Hz.

Sur l'abaque II-7 les droites repérées en VA ont été décalées pour tenir compte du rendement ; enfin la droite située à l'extrême droite (nombre de spires par volt d'enroulement secondaire) a été graduée à une autre échelle que celle correspondant aux nombres de spires primaires.

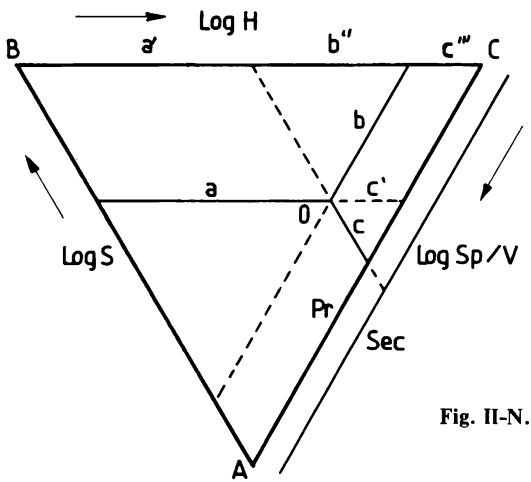


Fig. II-N.B.

La relation (2) nous permet de déterminer le nombre de spires par volt primaires :

$$N_p = \frac{100}{2{,}2 \,.\, 1{,}2 \,.\, 10{,}7} = 3{,}57$$

Pour le nombre de spires secondaires, nous devons multiplier cette valeur par :

$$K = 1 + \frac{100 - 84}{200} = 1{,}08$$

Nous obtenons ainsi $N_s = 3{,}57 \,.\, 1{,}08 = 3{,}85$. Valeurs différant de peu de celles lobtenues en utilisant l'abaque, et sensiblement dans un même rapport.

CHOIX DES CIRCUITS MAGNETIQUES

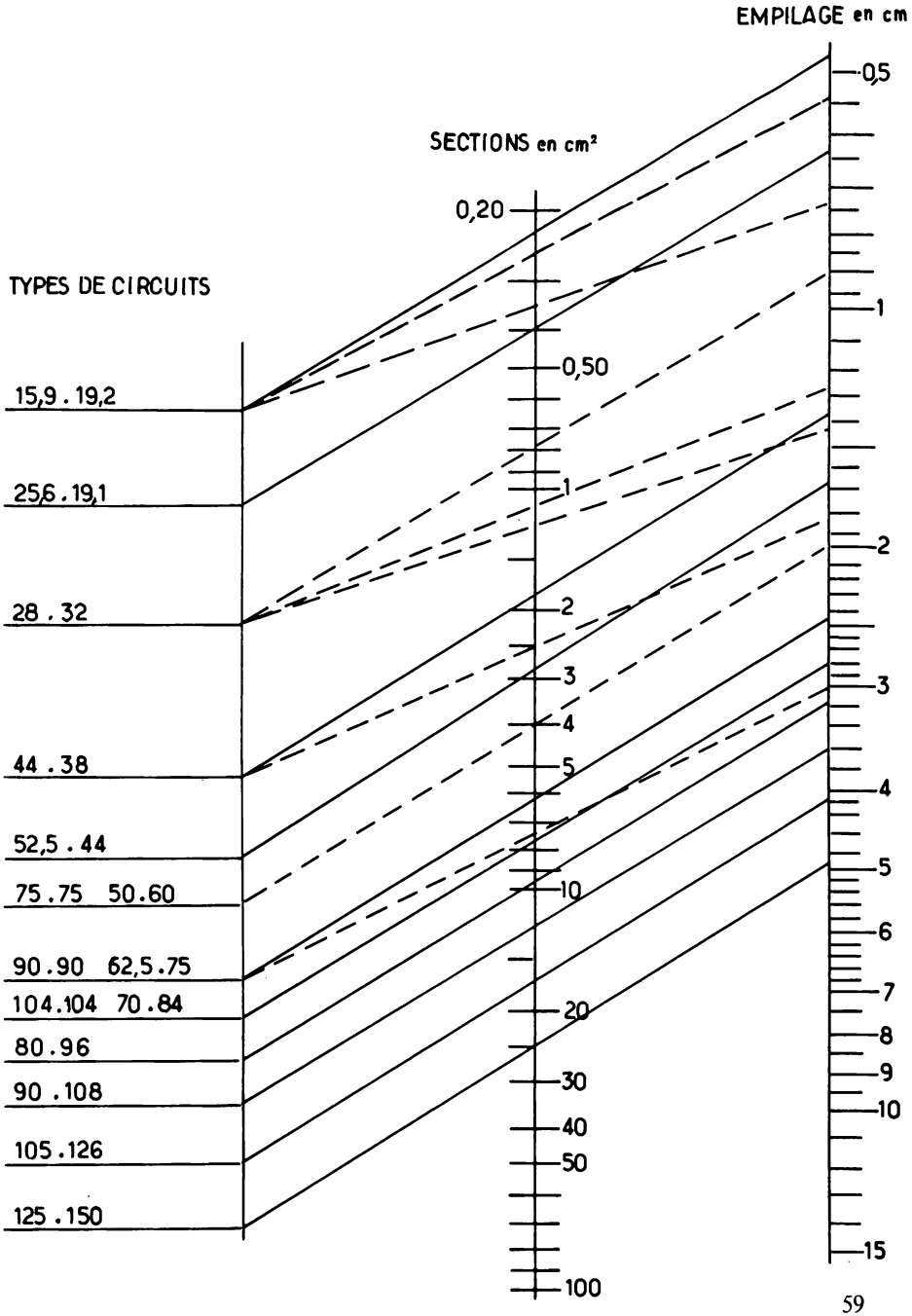
L'abaque II-9 permet par simple alignement de déterminer le type de circuit qui conviendra le mieux à la réalisation de transformateur étudié, en fonction de la section de fer lu sur l'abaque triangulaire. Les circuits de section carrée et ceux en étrier, étant figurés sur l'abaque II-9 afin de faciliter le choix. A partir de l'axe médian, gradué en centimètres-carrés, on choisit la droite passant par la valeur de section déterminée, ou à défaut on trace une droite passant par le point obtenu précédemment, et recoupant l'axe portant en repères les différents types de circuits magnétiques. Le recoupement de cette droite avec l'axe de droite donne directement la hauteur d'empilage en centimètres. Il existe un grand nombre de solutions possible, mais comme il a été exposé le meilleur rendement étant obtenu pour des circuits carrés, on se rapprochera le plus possible du circuit de ce type.

L'abaque II-10 d'une présentation voisine permet également par simple alignement de connaître les poids de ces circuits. Les circuits carrés ou en étrier sont repérés sur cet abaque.

Les tableaux I-21 et 22 indiquent les types de carcasses compatibles avec les différentes sections de circuits.

— en trait plein circuit de section carrée
— en trait pointillé circuit monté avec étrier
→

Fig. II-9. - Choix des circuits en fonction de la section de circuit magnétique


EMPILAGE en cm
SECTIONS en cm²
TYPES DE CIRCUITS
15,9 . 19,2
25,6 . 19,1
28 . 32
44 . 38
52,5 . 44
75 . 75 50 . 60
90 . 90 62,5 . 75
104 . 104 70 . 84
80 . 96
90 . 108
105 . 126
125 . 150
0,20
0,50
1
2
3
4
5
10
20
30
40
50
100
0,5
1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
15

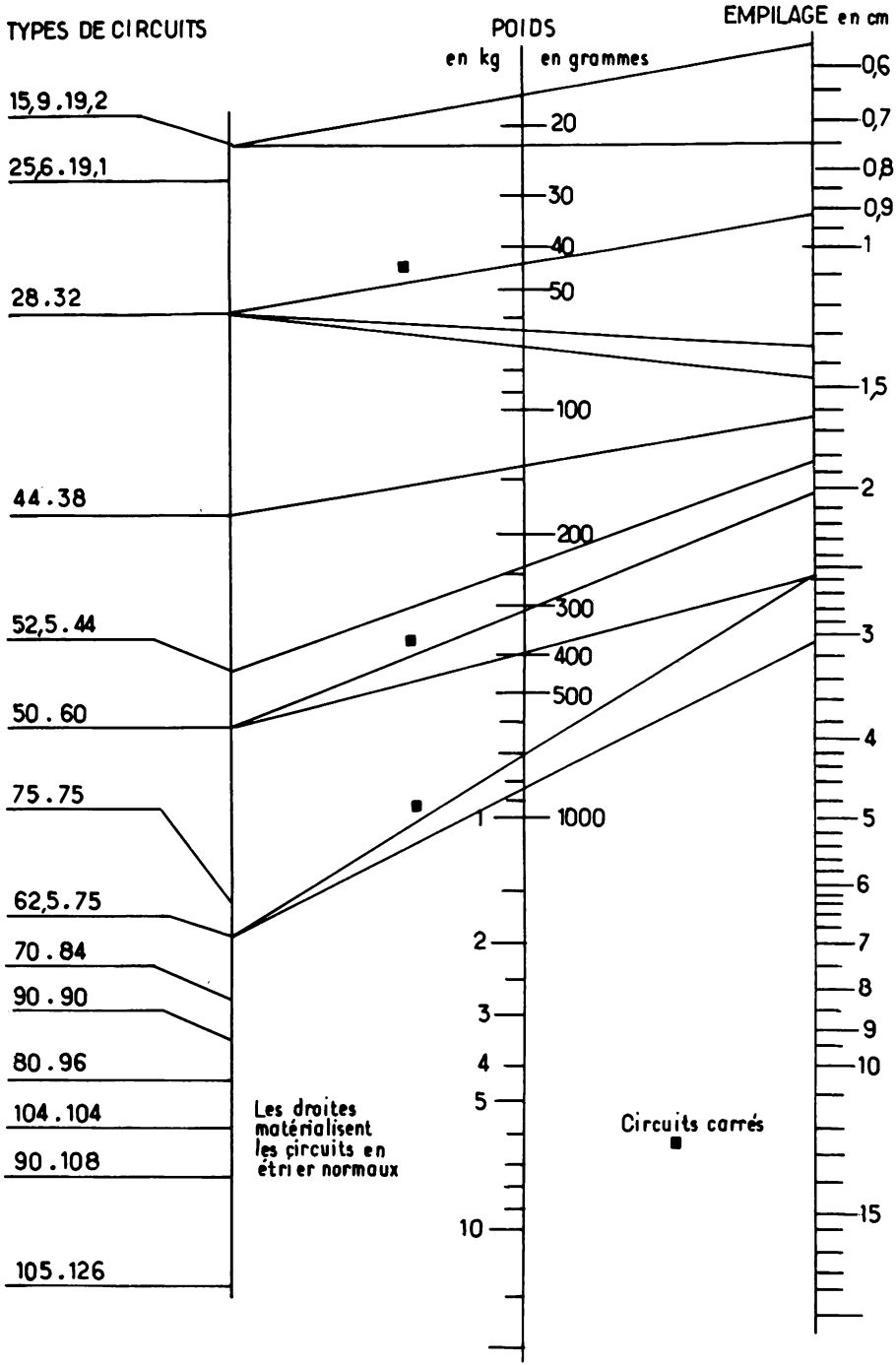


Fig. II-10. – Poids des circuits magnétiques

CHOIX DES DIAMETRES DES FILS

Après avoir choisi le type de circuit, on détermine le diamètre des fils, permettant le remplissage maximum des fenêtres afin d'obtenir le minimum de pertes au cuivre. Les densités de courant sont d'autant plus réduites que les diamètres sont plus importants. L'abaque II-11 indique les densités moyennes acceptables en ampères par millimètre carré, en fonction des sections de circuit magnétique exprimées en centimètres carrés, de circuits carrés ou de section voisine du carré. Les densités maximales peuvent être majorées de 20 à 40 % pour des bobinages en fils fins pour des transformateurs de faibles dimensions et suffisamment ventilés. Ces valeurs correspondent à des échauffements moyens de l'ordre d'une vingtaine de degrés en service permanent.

La détermination des densités en fonction des sections de circuit magnétique semble préférable à celle prenant pour base les puissances. Les valeurs ainsi déterminées peuvent convenir aux différentes qualités de tôles.

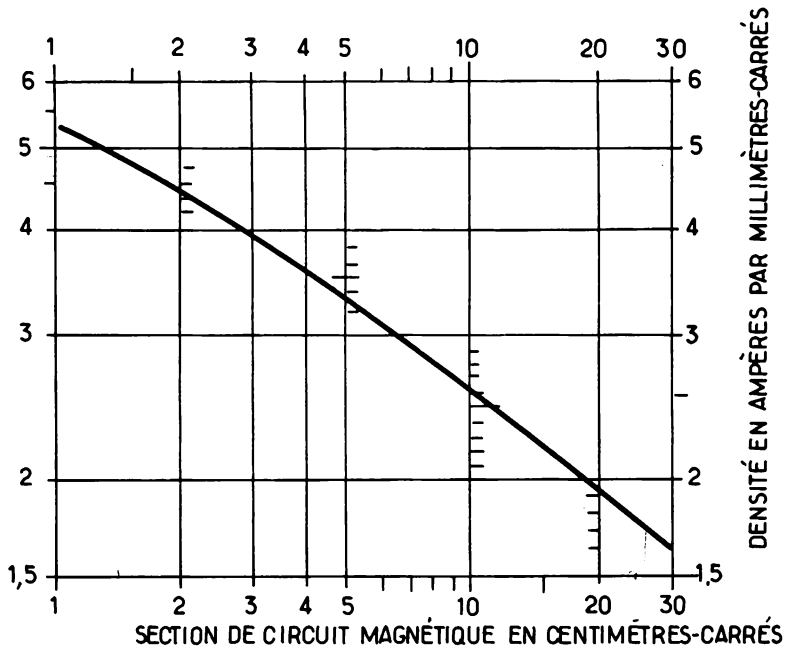


Fig. II-11. - Densité moyenne en A/mm² en fonction des sections des circuits magnétiques.

Pour des transformateurs « bi-tension » dont les enroulements sont effectués à la suite l'un de l'autre avec un fil de même diamètre, on adopte une densité de courant plus importante pour la partie commune de bobinage, la partie commune travaillant à forte densité, la partie hors circuit favorisant l'évacuation des calories lors de l'alimentation sous la tension inférieure.

Un meilleur rendement est obtenu en utilisant des fils de diamètres différents travaillant chacun sous une densité de courant supérieure. Dans ce cas, la section commune, soumise à une densité importante quand elle est seule en service, n'est soumise qu'à une faible densité dans le cas de fonctionnement en série avec la seconde section.

La solution, consistant à utiliser un primaire unique, ne doit être utilisée que pour des adaptations telles que 110, 120, 130, 220 et 240, par exemple.

Le montage idéal, assurant le meilleur rendement, est celui des enroulements commutables (série parallèle) en fil de même diamètre.

Après avoir déterminé sur l'abaque II-11 la densité moyenne correspondant au type de circuit choisi, on détermine sur l'abaque « Fils » le diamètre de fil pour l'intensité devant parcourir ce fil. On note également le nombre de tours par centimètre carré, ainsi que la résistance linéique. On opère ainsi pour les différents circuits, tant primaires que secondaires. On calcule les surfaces de fenêtre qu'occuperont les diverses sections, en tenant compte des épaisseurs des rubans isolants. On contrôle ainsi les possibilités d'insertion des enroulements. Si l'on constate qu'il y a incompatibilité, on reprend le problème en admettant une plus forte densité de courant, principalement pour les enroulements extérieurs qui possèdent de meilleures possibilités de refroidissement. Dans le cas contraire, il est possible de revoir le problème en choisissant une densité plus faible. Pour des circuits à fort empilage, on utilise fréquemment des densités de courant supérieures. Par contre, on doit diminuer cette densité pour de faibles hauteurs. Pour les circuits peu différents du circuits carré, on peut garder les valeurs précédemment déterminées.

Il existe une autre méthode pour dégrossir le problème, pour des transformateurs ne comportant qu'un primaire et qu'un secondaire : elle consiste à se reporter à l'abaque I-18 en supposant que les deux enroulements occuperont une même surface de fenêtre. On doit cependant contrôler les possibilités d'insertion des enroulements, et si nécessaire revoir le problème comme précédemment. Une méthode simpliste consiste, pour tenir compte des épaisseurs d'isolant, à choisir un fil d'un diamètre immédiatement inférieur à celui lu sur l'abaque.

L'abaque II-12 permet de contrôler les résultats précédemment obtenus. Il indique les valeurs maximales de densité de courant, en fonction des épaisseurs de bobinage et des diamètres de fil. Ces valeurs constituent des valeurs limites, les températures pouvant atteindre une soixantaine de degrés au-

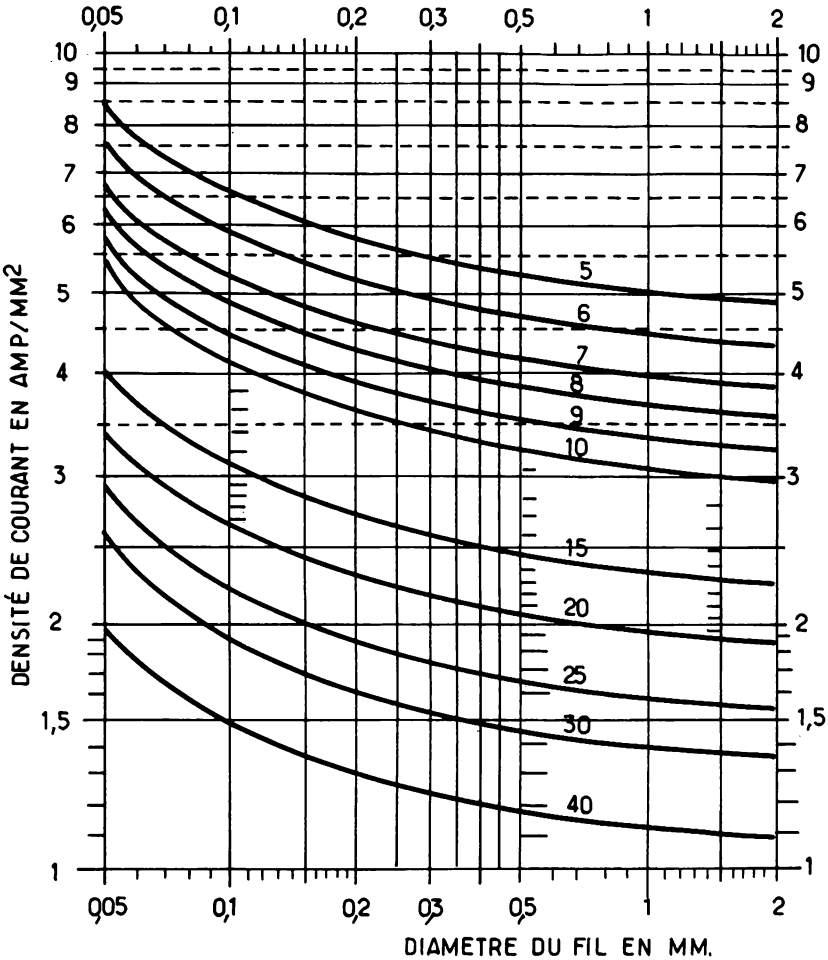


Fig. II-12. - Valeurs limites de courant en fonction de l'épaisseur de bobinage.

dessus de l'ambiance. Ce contrôle est plus particulièrement recommandé pour des transformateurs à fort empilage.

Sur certains transformateurs, d'origine américaine, les bobinages bi-tension sont réalisés selon la méthode dite « deux fils en main », c'est-à-dire que les enroulements sont bobinés simultanément, à partir de deux bobines débitrices, il n'existe d'autre isolement entre les fils que leur émail. Ce mode

de bobinage exige des fils de très haute qualité et demande des essais sérieux de tenue en tension.

Il est rare que les sections relevées puissent être obtenues avec les carcasses du commerce. On peut alors choisir, pour le circuit prévu une autre hauteur d'empilage. Si celle-ci ne dépasse pas 5 %, on peut garder le nombre de spires déterminé, soit par l'abaque, soit par calcul. Pour des écarts plus importants, on modifie le nombre de spires de telle façon que le produit NS ne soit pas modifié. Il est recommandé de ne pas dépasser des valeurs s'écartant de 20 %, si possible de 10 %. Dans tous les cas il y a intérêt à s'écarter le moins possible de la section carrée, afin d'obtenir le meilleur rendement.

Pour des transformateurs devant comporter plusieurs enroulements tant au primaire qu'au secondaire, ou de nombreuses sorties ou encore des bobinages de haute tension, nécessitant de fortes épaisseurs d'isolant, on a intérêt à utiliser des circuits possédant de larges fenêtres, tels que les circuits carrés 75 × 75, 90 × 90, 105 × 105, ou à défaut utiliser un type de carcasse supérieur à celui prévu, mais dans ce cas le rendement serait moins bon.

Exemple. — Reprenons l'exemple de la page 56 en précisant que ce transformateur doit délivrer 4 A sous 25 V. En nous reportant à l'abaque II-9 nous notons qu'un circuit 80 × 96 d'empilage 34 mm pourrait convenir, le poids de ce circuit serait de 1 500 grammes selon l'abaque II-10. Un circuit 90 × 108 d'empilage 30 mm, d'un poids de 1 700 grammes pourrait également convenir. Les surfaces de fenêtres étant respectivement de 6 et 8 cm^2.

En nous reportant au tableau I-21 nous remarquons que les sections de carcasse les plus voisines de la section calculée sont de :
12,5 cm^2 pour le circuit 80 × 96 d'empilage 40 mm
9,5 cm^2 pour ce même circuit et un empilage de 30 mm
10,5 cm^2 pour un circuit 90 × 108 d'empilage 30 mm.

Plusieurs solutions se présentent :

1° Nous pouvons envisager l'emploi d'un circuit 80 × 96, d'empilage 30 mm, d'une section de 9,5 cm^2, valeur inférieure d'environ 10 % à celle déterminée, et de majorer dans le rapport inverse les nombres de spires des circuits, ce qui nous conduit à des nombres de spires par volt respectivement de 3,75 et 4,1 pour le primaire et le secondaire. Sur l'abaque II -11, nous notons que pour une section de fer de 9,5 cm^2, on peut adopter une densité de courant de 2,7 A/mm^2. Le transformateur en cours d'étude ne devant comporter qu'un seul enroulement primaire et un seul secondaire, nous pouvons envisager l'adoption d'une densité de 2 A/mm^2 pour le primaire et de 2,5 A/mm^2 pour le secondaire ; sur l'abaque « Fils » (I-16) nous pou-

vons noter pour une intensité primaire 119/110 soit sensiblement 1,1 A que l'on pourra utiliser un fil de :

diamètre : 0,8 mm
nombre de spires par cm^2 : 130
résistance linéique : 0,03 Ω/m

pour l'intensité secondaire de 4 ampères nous aurons :
diamètre : 1,4 mm
nombre de spires par cm^2 : 42
résistance linéique : 0,011 Ω/m

L'enroulement primaire comportera 425 spires (110 × 3,75) et le secondaire 105 (25 × 4,1).

L'enroulement primaire occupera une surface de fenêtre de 425/430 soit 3,26 cm^2 et le secondaire une surface de 105/42 soit 2,5 cm^2 soit un total de 5,76 cm^2 ; les bobinages logeraient difficilement dans une fenêtre de 6 cm^2 en raison du foisonnement et de l'épaisseur d'isolant. Nous envisageons de prendre pour diamètre de fil primaire celui immédiatement inférieur, soit un fil de 0,75 mm ÷ 150 spires/cm^2 – 0,04/m, la surface occupée par ce circuit sera de 2,80 cm^2 (425/150) donc compatible avec la surface de fenêtre.

Le primaire comportera, pour une longueur moyenne de spires (tableau II-3) de 150 mm environ 65 mètres de fil, sa résistance sera de 65 × 0,03/m soit sensiblement 1,95 Ω. Pour le secondaire de longueur de spires de 180 mm, nous aurons une longueur de fil de 19 m et une résistance de 0,21 Ω (19 × 0,011).

La puissance dissipée dans le circuit primaire sera de :
$1,1^2$. 1,95 soit 2,36 W

et dans le secondaire :
4^2 . 0,21 soit 3,36 W, la puissance dissipée dans le cuivre sera à température ambiante de 5,72 W, valeur que nous majorons de 10 % pour tenir compte d'une élévation possible de 25 °C ce qui nous donne 6,3 W. Pour les pertes au fer, nous pourrons, sans commettre d'erreurs importantes, les évaluer en multipliant le poids du circuit magnétique lu sur l'abaque II-10 soit 1,6 kg par le coefficient de pertes lu sur l'abaque II-2, soit 3,8, ce qui nous donne pour les pertes au fer : 6,70 W environ.

Les pertes totales s'élèveront à 13 W soit un rendement de 88 % environ, ce rendement est légèrement supérieur au rendement lu sur l'abaque II-1.

La surface de refroidissement évaluée selon la méthode développée page 52, pour un diamètre de 105 mm (diagonale de la partie supérieure du circuit magnétique) et une hauteur de 80 mm est d'environ 3,5 dm^2, soit 3,7 W/dm^2, valeur admissible.

2° Nous pouvons envisager l'utilisation d'un circuit 90 × 108 d'empilage 30 mm, d'une section de 12,5 cm^2, d'un poids de 1,7 kg, et de 8 cm^2 de surface de fenêtre, en utilisant un fil de 0,8 mm de diamètre pour le primaire et de 1,4 pour le secondaire. Les nombres de spires seront respectivement de 275 pour le primaire (110 × 3,4) et de 95 pour le secondaire (25 × 3,75) ; les surfaces de bobinage seront de 375/130, soit 2,9 cm^2 pour le primaire et de 95/42, soit 2,25 pour le secondaire ;la surface totale de fenêtre, sans tenir compte de l'isolation sera de 4,75 cm^2, d'où une insertion facile dans une fenêtre de 8 cm^2. Les pertes au fer légèrement plus importantes compensent celles au cuivre, plus réduites.

Ce type de circuit, à plus larges fenêtres, permet d'utiliser un primaire à prises 110, 120, 140 volts d'une part et 220, 240 d'autre part.

La section de bobinage 0-140 comportera 445 spires de même diamètre que dans le cas précédent avec prises à 375 et à 410, puis 375 spires de section moitié, c'est-à-dire d'un diamètre de 0,55 mm avec prise à 305. L'enroulement total comportant 820 tours.

Autre exemple – Soit à calculer un transformateur qui alimenté sous une tension de 220 V doit débiter 500 milliampères, sous 12 V soit 6 VA en utilisant des tôles de qualité 1,6 W/kg sous une induction de 1,4 T.

En nous reportant à l'abaque triangulaire II-7, nous notons : section de circuit magnétique : 2,2 cm^2, nombre de spires primaires 12, nombre de spires secondaires 14. Le rendement lu sur l'abaque II-1 est de 65 %, ce qui nous donnera une puissance primaire de :

$$\frac{6.100}{65} = 9{,}3 \text{ VA}$$

et une intensité primaire de 9,3/220 soit 42 mA. Le circuit primaire comportera 2 640 tours (220 × 12) et le circuit secondaire 170, (12 × 14).

L'abaque II-9 nous indique comme circuit magnétique répondant à notre problème un type 44 × 38 d'empilage 16 mm, pesant 140 g (abaque II-10). En nous reportant au tableau I-21, nous notons que la section la plus voisine pour une surface de 2,4 cm^2 correspond à un empilage de 17 mm. En raison des faibles écarts, nous pourrons adopter les valeurs lues sur l'abaque.

Sur l'abaque II-11 nous notons pour la surface de circuit magnétique de 2,4 cm^2 que nous pouvons adopter une densité de courant de 4,4 A/mm^2, ce qui correspond à un diamètre de fil, pour le circuit primaire, de 0,1 mm 6 000 spires par cm^2,une résistance linéique de 2,2 Ω/m, pour le secondaire un diamètre de 0,45, 370 spires/cm^2 et résistance linéique de 0,11 Ω/m. La surface utile de fenêtre du circuit 44 × 38 est de 1,2 cm^2. Le bobinage primaire occupera une surface de 2 640/6 000, soit 0,44 cm^2 le secondaire 170/370 soit : 0,46 cm^2, nous aurons donc une surface de 0,90 qui permettra l'insertion de ce circuit et de l'enrubannage isolant les deux enroulements.

Nous pouvons, à titre de contrôle, évaluer le rendement. La longueur de fil primaire est sensiblement de 200 m, produit du nombre de spires (2 640) par la longueur de spires moyenne lue sur le tableau II-3, (75 mm) ; la résistance sera de 200 × 2,2 soit 440 Ω. Pour le secondaire la longueur d'enroulement est de 170 × 90, soit 15 mètres et la résistance de 1,65 Ω. Les pertes au cuivre seront d'environ 0,88 W, ($440 . 0{,}042^2$) au primaire et de 0,40 W ($1{,}65 . 0{,}5^2$) au secondaire, soit un total de 1,28 W qui, majoré de 10 %, seront sensiblement de 1,4 W. Les pertes au fer seront de 0,140 . 3 soit 0,42 W et les pertes totales de 1,82 W. Le rendement serait de 67 %. Le taux de dissipation pour une surface de refroidissement de l'ordre de 2,5 dm^2 est excellent.

Il semble que ces exemples sont suffisants pour permettre la détermination des éléments d'un transformateur quelconque, susceptible d'apporter une solution au problème posé.

L'étude des transformateurs à secondaires multiples ou à très haut isolement ne pose pas plus de difficulté, si l'on prend soin de choisir des circuits à larges fenêtres.

Autotransformateurs

Un autotransformateur n'est autre chose qu'un transformateur dont une partie des enroulements est commune (fig. II-13).

L'économie réalisée, grâce à cette communauté d'enroulements, est très importante par rapport à la réalisation de transformateurs classiques. Cette communauté d'enroulements ne peut convenir qu'à certaines applications, telles que les adaptations de tensions secteur entre 110 et 220 V ou réciproquement, et leur utilisation en survolteur ou en dévolteur, car l'ensemble reste soumis à la tension du secteur par rapport à la terre. Cette solution ne présente cependant d'intérêts que pour des rapports de transformations au maximum de 1/3 ou 3/1. Les autotransformateurs sont le plus souvent réalisés pour abaisser la tension de secteur de 220 à 110 V ou inversement.

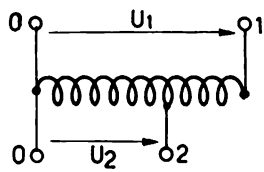


Fig. II-13. - Schéma d'autotransformateur

L'alimentation s'effectuant entre les sorties 0-1 (fig. II-13), la totalité de l'enroulement peut être assimilée à un primaire, tandis que la partie commune 0-2 peut l'être à un secondaire ; dans ce cas l'autotransformateur travaille en abaisseur de tension. Inversement si l'alimentation s'effectue entre 0-2 la partie commune agit comme primaire, tandis que la totalité de l'enroulement peut être assimilée à un secondaire ; dans ce cas l'autotransformateur travaille en élévateur de tension. On utilise fréquemment des autotransformateurs d'adaptation pour alimenter des ensembles, sous une tension déterminée, à partir de la tension du secteur, et afin d'en corriger les variations, ces autotransformateurs sont en général élévateurs-abaisseurs à faible rapport.

La puissance P, au rendement près est donnée par la formule suivante :

$$P = P_s \frac{U_1 - U_2}{U_1}$$

P_s = puissance secondaire en volt-ampères

U_1 = tension efficace aux extrémités de l'enroulement

U_2 = tension efficace aux extrémités de la partie commune.

Partant de cette valeur, on détermine à l'aide de l'abaque triangulaire : la section utile de circuit magnétique, en fonction de la qualité de tôle choisie et de l'induction envisagée. On note les nombres de spires par volts, tant pour le primaire que pour le secondaire. En raison du haut rendement dû à la communauté des enroulements, les chutes de tension se trouvent réduites par rapport à celles se produisant dans un transformateur, on adopte comme nombre de spires par volt secondaire, la moyenne entre les nombres lus sur l'abaque pour les deux valeurs notées.

On adopte généralement une valeur d'induction identique à celle que l'on aurait utilisée pour un transformateur de même puissance. Cependant pour des autotransformateurs alimentés en permanence, et ne débitant que par intermittence, on adopte une valeur d'induction inférieure de 0,2 à 0,4 T pour des tôles de qualité 2,6 ou 1,6 W/kg. On adopte également un circuit de plus faibles dimensions et de hauteur d'empilage accrue et également une densité de courant supérieure, l'autotransformateur pouvant se refroidir pendant les périodes de repos.

Les courants dans la partie commune sont en opposition de phase, l'intensité est par conséquent égale à la différence des intensités efficaces des deux circuits ;

Abaisseur de tension

On détermine le nombre de spires total comme pour un primaire de transformateur (prises 0-1) (fig.II-13), puis l'emplacement de la sortie intermédiaire 2 à partir de l'origine de l'enroulement, comme s'il s'agissait d'un transformateur normal, dont le nombre de spires par volt serait la moyenne des nombres de spires par volts primaires et secondaires lus sur l'abaque triangulaire.

Quand il s'agit d'un rapport 2/1, on utilise un fil de même diamètre pour l'ensemble car les courants sont en opposition dans la partie commune.

Elévateur de tension

On opère d'une manière inverse, on détermine le nombre de spires que comportera la partie commune (prises 0-2 de la fig. II-13) assimilée à un pri-

maire. La partie suivante de bobinage (2-1) comportera un nombre de spires déterminé comme précédemment, le nombre de spires par volt étant la moyenne des deux valeurs lues sur l'abaque, le bobinage étant réalisé également avec un fil de même diamètre.

Mixte : élévateur-abaisseur

On utilise fréquemment des autotransformateurs pouvant être utilisés, tantôt en élévateur, tantôt en abaisseur, pour alimenter des appareils prévus pour fonctionner sous 220 volts à partir du 110, ou vice versa sous 110 volts à partir du 220.

On détermine, comme il a été indiqué la puissance requise et le type de circuit magnétique à utiliser.

En élévateur de tension, on note à l'aide de l'abaque triangulaire, le nombre de spires de la partie commune, (fig. II-14) comprise entre les sorties 0-1, assimilée à un primaire de transformateur. Pour la section suivante 1-3 on adopte un nombre de spires par volt égal à la moyenne des nombres de spires primaires et secondaires lu sur l'abaque triangulaire pour la puissance requise.

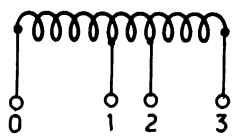


Fig. II-14. - Autotransformateur élévateur-abaisseur.

En abaisseur de tension, on considère l'ensemble de l'enroulement comme un primaire de transformateur (0-3). On divise la valeur de la tension par le nombre de spires ce qui donne le nombre de spires par volt que comporte l'enroulement total, on note sur l'abaque triangulaire ce nombre, on lit, en regard le nombre de spires correspondant au circuit secondaire, on multiplie la moyenne de ces deux valeurs par celle de la tension devant apparaître entre les sorties 0-2.

Il est évident que l'on aurait pu procéder de façon inverse, en déterminant d'abord l'autotransformateur comme abaisseur de tension. Les valeurs déterminées de cette manière auraient différé de très peu de celles obtenues précédemment.

L'enroulement unique occupant une faible partie de la surface de fenêtre, on utilise fréquemment une plus forte hauteur d'empilage et un circuit magnétique de plus faibles dimensions.

Autotransformateurs survolteurs-dévolteurs

On appelle ainsi des autotransformateurs d'adaptation, utilisés pour faire varier dans de faibles proportions les tensions de sortie par rapport à la tension d'alimentation, par échelons de 5 en 5 % ou de 10 en 10 % par exemple. Selon le but recherché, on utilise parfois des pourcentages plus réduits.

Un tel autotransformateur se calcule aisément. Sur le schéma II-15, on a indiqué seulement deux sorties en abaisseur (1 et 2) et deux en élévateur (4 et 5) en admettant que l'alimentation s'effectue entre les sorties 0-3.

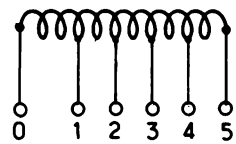


Fig. II-15. - autotransformateur survolteur-dévolteur autotransformateur réversible

La puissance maximum délivrée par ce genre d'autotransformateur est :

$$P = VA\frac{U_{max} - U}{U_{max}}$$

U_{max} = tension efficace maximum désirée

U = tension efficace d'alimentation

Pour les sections comprises entre 1 et 5 ne comprenant généralement qu'un faible nombre de tours, on utilise un même diamètre de fil correspondant à l'intensité demandée, en adoptant une densité de courant supérieure à celle que l'on aurait adoptée pour un transformateur de même puissance ; en effet les sections comprises entre 1 et 3 travaillent en densité réduite et celles comprises entre 3 et 5 travaillent à densité accrue.

Exemples — **Autotransformateur abaisseur**

Soit à déterminer les éléments constitutifs d'un autransformateur destiné à adapter, à partir d'une tension de 220 volts un appareil devant consommer 2 A sous 110 V.

La puissance recherchée est donc de 220 VA. Nous nous proposons d'employer une tôle de qualité 1,6 W/kg, et le puissance réelle :

$$P = 220\frac{220 - 110}{220} \text{ soit } 110 \text{ VA}$$

Le rendement lu sur l'abaque II-1 pour cette puissance est sensiblement de 84 %, la puissance requise au primaire sera de :

$$\frac{110.100}{84}$$

soit sensiblement 130 VA. Nous pouvons utiliser une induction de 1,4 T. L'abaque triangulaire nous propose une section de circuit magnétique de 8,5 cm^2 et un nombre de spires de 3,4 et 3,7 pour les enroulements dont la moyenne est de 3,55. Il existe un circuit 62,5 × 75 de 7,5 cm^2 d'empilage, 30 mm pouvant être monté sur un étrier standard, son poids est de 800 g et la surface de fenêtre de 3,3 cm^2. En adoptant un tel circuit sous 30 mm, nous devons majorer les nombres de spires par l'inverse de la différence de hauteur d'empilage, soit d'environ 10 %, ce qui nous donne comme nombre de spires par volt 3,75 et 3,9. Le nombre de spires total sera de 820 (valeur arrondie) avec prise 430 (220 . 3,75 et 110 . 3,9). Nous relevons sur l'abaque I-18 pour ce type de circuit et une densité de courant de 4 A/cm^2 que nous pourrons utiliser un fil de 0,55 mm ; nous pouvons contrôler à l'aide de l'abaque « fil » que la section de bobinage serait voisine de 3 cm^2, compatible avec la section de fenêtre.

La longueur moyenne de spires est d'environ 135 mm, (moyenne des valeurs lues sur le tableau II-3). Le circuit comportera donc un bobinage d'environ 110 m ; la résistance linéique du fil étant de 0,0725/m, celle de l'enroulement sera de 8 et la puissance absorbée de 8 W. A froid, pour tenir compte d'un échauffement de 25 °C, nous majorons cette valeur de 10 % ce qui nous donne 8,8 W.

Les pertes au fer pour un poids de 800 g et une induction de 1,4 T sont de 3,8 W/kg, soit dans notre cas de 3 W. Les pertes totales sont donc d'environ 11,8 W.

Evaluons enfin la surface moyenne de refroidissement ; la diagonale de la partie supérieure du circuit magnétique est d'environ 80 mm, d'où nous déduisons comme section :

$S = (62,5 + 20)\ 3,14\ .\ 80$ soit sensiblement 2,1 dm^2 ; d'où une puissance dissipée de 5,6 W/dm^2.

Ce transformateur, sous ventilation naturelle, pourra être utilisé en régime permanent. Toutefois pour un autotransformateur utilisé par intermittence et alimenté en permanence, nous aurions pu utiliser une induction plus faible et un empilage accru, les pertes au fer se trouveraient réduites et celles au cuivre légèrement augmentées.

Autotransformateur réversible

Nous nous proposons de calculer les éléments d'un autotransformateur réversible, c'est-à-dire d'être capable de fonctionner en élévateur ou en abaisseur de tension. Cet autotransformateur devra pouvoir délivrer 5 A sous 110 V ou 2,5 A sous 220.

La puissance est au rendement près de :

$$P = 550\ \frac{220 - 110}{220} \text{ soit } 275 \text{ VA}$$

Pour une qualité de tôle de 2,6 W/kg et une induction de 1,2 T, l'abaque triangulaire nous indique une section de fer de 18 cm^2 et des nombres de spires de 2,15 et 2,4 par volt, dont la moyenne est de 2,275.

Plusieurs types de circuits peuvent convenir, tels que :

105 × 126 empilage 42 mm, fenêtre de 9 cm^2

90 × 108 empilage 50 mm, fenêtre de 9 cm^2

80 × 96 empilage 58 mm, fenêtre de 6 cm^2

70 × 84 empilage 62 mm, fenêtre de 4,2 cm^2.

Nous nous contenterons d'étudier seulement deux solutions, c'est-à-dire l'emploi d'un circuit 90 × 108 et d'un 70 × 84, le circuit 105 × 126 conduirait à réaliser un autotransformateur peu économique en raison de sa grande surface de fenêtre et de son poids.

Les deux circuits retenus pèseront respectivement 2,75 et 1,4 kg. En élévateur, la partie commune comportera 110 . 2,15 spires soit en valeur arrondie 235, l'enroulement suivant 110 . 2,275 soit sensiblement 250. Le bobinage comportera donc en tout 485 tours avec prise à 235 (fig. II-16).

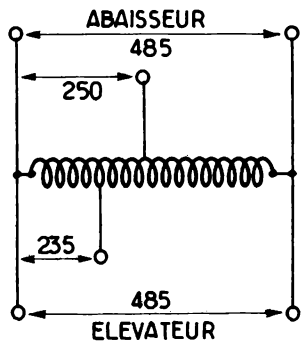


Fig. II-16. - Autotransformateur réversible.

Pour déterminer la position de la prise utilisée en abaisseur de tension, nous évaluons le nombre de spires par volt pour la totalité de l'enroulement soit 485/220, soit 2,2, puis nous majorons cette valeur dans le rapport de nombre de spires précédemment calculé, nous avons donc :

$$N = \frac{2,2 \,.\, 2,275}{2,15}$$

soit 2,2 spires par volt

La prise en abaisseur s'effectuera donc à 250 spires à partir du début d'enroulement (250 étant très voisin du nombre de spires qui serait 253 produit de 110 par 2,3).

Pour nous résumer l'enroulement comportera 485 spires avec prise à 235 en élévateur et 250 en abaisseur.

L'abaque I-18 nous permet de lire que pour 485 spires et une intensité de 2,5 A nous pouvons utiliser un fil de 1,2 mm de diamètre, sous une densité de courant de 2,5 A/mm^2.

Pour le circuit 90 × 108 l'abaque I-18 nous indique un diamètre de 0,9 mm pour une densité de courant de 3,5 A/mm^2.

La longueur de fil pour le premier circuit d'empilage 50 mm est de 485 . 0,24 (0,24 étant la longueur en mètre de la spire moyenne) soit sensiblement 120 m. La résistance linéique étant de 0,015/m, la résistance de l'enroulement sera de 1,8 d'où une puissance dissipée de :

1,8 . 2,5^2 soit sensiblement 11 W que nous majorons de 10 % pour tenir compte de l'élévation de température ; les pertes au cuivre seront donc d'environ 12 W ; celles au fer pour un circuit de 2,75 kg seront sensiblement de : 11,5 W (2,75 . 3,75), cette valeur étant lue sur l'abaque II-2. Les pertes totales seront donc d'environ 23,5 W.

La surface de rayonnement, pour une diagonale de 12 cm et une hauteur de circuit magnétique sera de :
(90 + 30) 3,14 . 120 soit sensiblement 4,5 dm^2 ; nous aurons donc une dissipation de 5 W/dm^2.

La longueur de fil pour le circuit 70 × 84 sera de 485 . 0,160 soit environ 75 m, la résistance linéique étant de 0,027 Ω/m sera de 2 Ω environ, la puissance dissipée de 2 . 2,5^2 sera sensiblement de 13,5 W ; l'autotransformateur étant de petites dimensions, il est possible de majorer cette valeur de 20 % pour tenir compte d'une élévation de température importante, ce qui nous donne 16 W. Les pertes au fer pour ce circuit magnétique, pesant 1,4 kg seront de 5,25 W et les pertes totales peuvent être évaluées à 21,25 W.

La surface de refroidissement pour une diagonale de 10 cm et une hauteur de 70 mm sera de :

(70 + 25) 314 . 100 soit sensiblement 3,6 dm^2.

La dissipation sera de 6 W/dm^2 environ.

Autotransformateurs survolteur-dévolteur

Nous allons pour terminer ces exemples déterminer les éléments d'un autotransformateur survolteur-dévolteur capable de délivrer à partir d'une tension de 220 V des tensions de 5 % et 10 % sous une intensité de 10 A.

La puissance sera donnée par :

$$P = 2400 \frac{242 - 220}{242} \text{ soit } 220 \text{ VA}$$

Nous nous proposons d'employer une tôle de qualité 1,6 W/kg sous une induction de 1,4 T. Nous notons sur l'abaque triangulaire qu'un circuit de 14 cm^2 répond à notre problème. Nous notons sur le tableau des carcasses (II-9) que nous pouvons utiliser un circuit de section légèrement plus important, de 15 cm^2 de section du type 90 × 108 d'empilage 42 mm dont la surface de fenêtre est de 7,5 cm^2, d'un poids de 2,4 kg. Le nombre de spires primaires est de 2,4 et de 2,6 pour les secondaires, la moyenne étant de 2,5, valeur que nous utiliserons pour la partie comportant les prises de réglage. La partie de bobinage entre les sorties 0-3 de la figure II-15 peut être considérée comme un primaire alimenté sous 220 V. Les sections 1-2, 2-3, 3-4, 4-5, délivreront chacune une tension de 11 V et comporteront 28 spires (11 . 2,5). L'enroulement total comportera 528 spires plus deux fois 28, soit 584 avec prises à 474 et 500 en abaisseur et à 556 et 584 en élévateur. On pourra arrondir ces valeurs.

Pour un rendement de 85 % l'intensité primaire pour une puissance rectifiée à 260 VA sera de 1,2 A, en adoptant pour la partie d'enroulement 0-1 une densité de courant de 2,5 A/mm^2, nous notons sur l'abaque « Fils » un diamètre de 0,7 mm, une résistance linéique de 0,045/m ; 150 spires par centimètre carré, cette section occupera une surface de fenêtre de 3,1 cm^2.

Afin de simplifier les opérations de bobinage, nous adopterons un fil de même diamètre pour la partie d'enroulement comprise entre 2 et 5, ainsi qu'une densité de courant de 3 A/mm^2, la section commune d'enroulement travaillant à densité de courant réduite, et la partie extrême en légère surcharge ; ceci nous amène à choisir un diamètre de 1,8 mm, 26 spires au centimètre et une résistance de 0,0067 Ω/m. la surface de bobinage sera voisine de 4 cm^2. L'ensemble des enroulements pourra remplir la fenêtre dans de bonnes conditions.

Il semble inutile après les études précédentes de procéder à une évaluation des pertes.

N.B. Il est évident que nous aurions pu prendre pour les nombres de tours des valeurs rondes telles que : enroulement total 590 tours avec prises à 470 - 500 - 530 - 560.

TRANSFORMATEURS ET AUTOTRANSFORMATEURS A COLONNES

Il est très rare d'utiliser de tels circuits magnétiques pour des transformateurs et autotransformateurs de faible puissance, en raison du grand choix que présentent les fabricants de tôles en E-I. Les circuits à colonnes sont utilisés pour la réalisation de transformateurs spéciaux, comportant, par exemple, un grand nombre de sorties, ou devant travailler sous de très hautes tensions.

Les transformateurs pour haute tension sont souvent bobinés de la façon suivante : on exécute sur une des branches le ou les enroulements primaires et sur l'autre les enroulements secondaires. Il est courant également de répartir ces enroulements par moitié sur chaque branche, quelquefois fois on bobine l'ensemble sur une seule branche ; les enroulements sont souvent effectués en galettes.

En raison des bonnes qualités de refroidissement dues aux grandes surfaces, on adopte des valeurs d'induction supérieures de 0,2 T à celles que l'on aurait adoptées pour des transformateurs en tôles E-I, de même on peut adopter des densités de courant supérieures.

Cependant on trouve pour la réalisation de transformateurs spéciaux des circuits à très large surface de fenêtre, mais le choix est limité aux circuits 75 × 75, 90 × 90 et 104 × 104.

Utilisation des circuits coupés

Les transformateurs bobinés sur circuits coupés, réalisés en tôles à grains orientés, sont en général très poussés, en raison des performances élevées que permettent ces circuits.

Les températures en service sont généralement très importantes et peuvent dans certains cas atteindre 95 °C.

Les fabricants de ces circuits éditent des tableaux détaillés pour déterminer les valeurs optimales d'utilisation, sous 50 et 400 Hz (tableaux II-17 et 18).

Il faut noter qu'à section égale, les surfaces de fenêtre sont plus réduites que pour ceux des circuits E-I, ce qui conduit parfois à utiliser des circuits de plus grandes dimensions et d'empilage réduit de façon à pouvoir insérer les enroulements.

L'abaque triangulaire donne cependant des valeurs utilisables, aboutissant à de moins bonnes performances que celles obtenues à partir des tableaux.

On adopte une induction de 1,7 T et des densités de courant pouvant atteindre 6 A/mm^2 pour des circuits de petites dimensions. Pour de forts empilages les valeurs lues sur l'abaque se rapprochent de celles relevées sur le tableau II-17.

Le tableau I-11 donne les dimensions de ces circuits pour des épaisseurs de tôle de 0,35 et 0,1 mm. Le tableau II-17 indique les performances réalisables sous une induction de 1,7 T pour des tôles d'épaisseur 0,35 mm, les longueurs de ligne de force, les intensités dans le cuivre, les rapports volume/watts par cm^3 et la puissance apparente en VA.

Le tableau II-18 donne les mêmes indications pour des circuits de 0,1 mm d'épaisseur de tôle, utilisés sous 400 Hz et une induction de 1,5 T.

Bobinage en feuille d'aluminium

En 1960 a débuté, aux U.S.A. l'utilisation de l'aluminium en feuille pour le bobinage des transformateurs.

L'aluminium n'avait été guère employé que pour parer à la pénurie de cuivre, sous forme de fil, l'utilisation de ce métal obligeait, en raison de sa faible conductibilité à utiliser des circuits magnétiques de dimensions supérieures à celles adoptées pour les bobinages en fil de cuivre.

On utilise des rubans en feuille d'aluminium, de très faible épaisseur, ayant subi un traitement thermique spécial pour obtenir une résistance de 2,73 Ω/cm, contre 1,724 Ω/cm pour le cuivre.

L'épaisseur des rubans utilisés s'échelonne entre 0,01 mm et quelques dixièmes. L'isolation est obtenue au moyen de rubans de très faible épaisseur, le plus généralement en polytéréphtalate d'éthylène de 5 à 10 μm d'épaisseur.

Les tensions entre spires sont toujours extrêmement réduites. Le film plastique possède des tensions de claquage élevées, assurant ainsi un remarquable isolement, sa rupture à l'allongement est de 100 %, sa température d'emploi en régime permanent est de 140 °C et en régime intermittent de 180 °C. La reprise d'humidité est également très réduite de l'ordre de 0,05 %, ce qui rend inutile les opérations d'étuvage avant imprégnation.

L'élimination de l'air, dû à un meilleur remplissage facilite l'évacuation des calories en améliorant le refroidissement.

Le rapport des poids de bobinage aluminium/cuivre, produit des rapports de résistivité par le rapport des poids spécifiques est de :

$$\frac{2,73}{1,724} \frac{2,7}{8,9} \text{ soit } 48\ \%$$

Tableau II-17. - Valeurs 35/100

circuit en C

Les valeurs ci-dessous concernant les performances des circuits sont les valeurs maxima à ne pas dépasser.

B max. = 17.000 gauss.
F = 50 Hz.

Documentation « ISOLECTRA »

Réf. du noyau	Puissance maxi transmise en watts	Dimensions du transfo hors tout E × 2 F × H	Section de fer en cm²	Longueur de ligne de force en cm	Spires par volt	Intensité dans le cuivre A/mm²	Rapport puissance vol./watts en cm³	Pertes totales en watts	Puissance apparente en VA
Performances établies pour 1 circuit									
5 × 5	0,30		0,237	4,83	114			0,0188	0,40
D 06	1		0,38	5,94	67			0,04	0,51
D 12	2		0,764	5,95	114			0,08	1,02
F 08	2		0,60	7,31	43,6			0,075	0,885
F 16	4		1,20	7,31	21,8			0,152	1,77
H 10	4		0,95	9,3	27,7			0,14	1,56
H 20	8		1,90	9,3	13,8			0,294	3,12
J 10	6,5		0,95	10,9	27,7			0,17	1,71
J 20	13		1,90	10,9	13,8			0,346	3,42
Performances établies pour 2 circuits									
Q 13	20	54 × 59 × 44	1,94	12,4	13,65	5,9	0,116	0,4	5
Q 19	29	54 × 59 × 50	2,82	12,4	9,4	5,1	0,182	0,6	7,2

Q 25	38	54 × 59 × 56	3,72	12,4	7,12	4,5	0,214	0,78	9,4
Q 38	58	54 × 59 × 69	5,66	12,4	4,68	3,8	0,232	1,2	14,4
T 13	41	71 × 73 × 50	2,42	16,3	10,95	5,4	0,168	0,66	7,2
T 19	60	71 × 73 × 56	3,54	16,3	7,46	4,7	0,207	0,98	10,4
T 25	75	71 × 73 × 62	4,66	16,3	6,69	4,1	0,242	1,28	13,6
T 32	95	71 × 73 × 69	5,96	16,3	4,45	3,8	0,266	1,64	21,4
U 19	68	77 × 79 × 65	3,54	17,8	7,48	4,7	0,174	1,08	11
U 25	88	77 × 79 × 71	4,66	17,8	5,69	4,1	0,204	1,4	14,4
U 32	110	77 × 79 × 78	5,96	17,8	4,45	3,8	0,230	1,8	19,4
U 38	145	77 × 79 × 84	7,08	17,8	3,74	3,6	0,264	2,14	21,8
V 22	136	89 × 97 × 76	5,32	20,6	4,98	4	0,212	1,86	18
V 29	180	89 × 97 × 83	7,02	20,6	3,77	2,6	0,252	2,46	23,6
V 38	230	89 × 97 × 92	9,20	20,6	2,88	3,3	0,290	3,22	31
V 51	300	89 × 97 × 103	12,30	20,6	2,15	2,85	0,330	4,32	41,2
X 19	220	108 × 123 × 87	5,66	25,5	4,68	3,9	0,193	2,26	22
X 29	330	108 × 123 × 97	8,34	25,5	3,18	3,4	0,256	3,74	33,6
X 38	440	108 × 123 × 106	11,34	25,5	2,34	3	0,314	4,92	44
X 51	580	108 × 123 × 119	15,2	25,5	1,74	2,6	0,354	6,60	59,2
Z 25	430	127 × 147 × 105	8,84	30,3	3	3,3	0,216	4,54	38,8
Z 38	710	127 × 147 × 118	13,42	30,3	1,97	2,7	0,322	6,92	58,8
Z 51	900	127 × 147 × 131	18,02	30,3	1,47	2,5	0,370	9,28	79
Z 70	1.200	127 × 147 × 150	24,74	30,3	1,07	2,3	0,427	12,74	108,6
AD 32	1.200	164 × 189 × 130	14,86	39	1,78	2,6	0,290	9,38	78,8
AD 51	1.900	164 × 189 × 149	25,7	39	1,12	2,4	0,410	15,34	135,4
AJ 32	2.000 VA	209 × 240 × 150	19	49,7	1,4	2,5	0,265	13	112
AJ 51	3.500 VA	209 × 240 × 170	30	49,7	0,83	2	0,310	21	190
AP 32	3.500 VA	260 × 300 × 190	24	62	1,1	2,3	0,220	21	180
AP 51	5.500 VA	260 × 300 × 210	38	62	0,7	1,7	0,330	33	290

Tableau II-18. - Valeurs 10/100

Les valeurs ci-dessous concernant les performances des circuits sont les valeurs maxima à ne pas dépasser.

B max. = 15.000 gauss.
F = 400 Hz.

Documentation « ISOLECTRA »

Réf. du noyau	Puissance maxi transmise en watts	Dimensions du transfo hors tout E × 2 F × H	Section de fer en cm²	Longueur de ligne de force en cm	Spires par volt	Intensité dans le cuivre A/mm²	Rapport puissance vol./watts en cm³	Pertes totales en watts	Puissance apparente en VA
Performances pour 1 circuit									
5 × 5	3	Sur socle	0,230	4,83	16,4			0,181	1,96
D 06	10	—	0,37	5,93	10,2	6		0,37	3,45
D 12	20	—	0,74	5,93	5,65			0,74	6,9
F 08	20	—	0,59	7,51	6,4	6		0,72	5,50
F 16	40	—	1,18	7,51	3,2			1,44	11,0
H 10	40	—	0,92	9,26	4,1	6		1,43	9,10
H 20	80	—	1,84	9,26	2,05			2,86	18,2
J 10	65	—	0,92	10,9	4,1	6		1,68	9,45
J 20	130	—	1,84	10,9	2,05			3,36	18,90
Performances pour 2 circuits									
Q 13	200	54 × 59 × 44	1,91	12,4	1,95	5,9	1,16	4	20
Q 19	290	54 × 59 × 50	2,8	12,4	1,34	5,1	1,82	5,8	29,2

Q 25	380	54 × 59 × 56	3,6	12,4	1,06	4,5	2,14	4,2	38,5
Q 38	580	54 × 59 × 69	5,6	12,4	0,67	3,8	2,32	12	58
T 13	400	71 × 73 × 50	2,4	16,3	1,56	5,4	1,68	7,2	27,6
T 19	600	71 × 73 × 56	3,5	16,3	1,05	4,7	2,07	10,4	40
T 25	750	71 × 73 × 62	4,6	16,3	0,81	4,1	2,42	13,6	52
T 32	950	71 × 73 × 69	5,88	16,3	0,63	3,8	2,66	17	68
U 19	680	77 × 79 × 65	3,50	17,8	1,06	4,7	1,74	10,4	42
U 25	880	77 × 79 × 71	4,6	17,8	0,81	4,1	2,04	13,6	56
U 32	1.100	77 × 79 × 78	5,88	17,8	0,63	3,8	2,3	17,4	70
U 38	1.450	77 × 79 × 84	7,00	17,8	0,52	3,6	2,64	20	84
V 22	1.360	89 × 97 × 76	5,25	20,6	0,7	4	2,12	18	66
V 29	1.800	89 × 97 × 83	6,94	20,6	0,54	3,6	2,52	24	88
V 38	2.300	89 × 97 × 92	9,10	20,6	0,41	3,3	2,9	32	114
V 51	3.000	89 × 97 × 102	12,20	20,6	0,31	2,85	3,3	42	150
X 19	2.200	108 × 123 × 87	5,6	25,5	0,67	3,9	1,93	24	75
X 29	3.300	108 × 123 × 97	8,54	25,5	0,45	3,4	2,56	38	112
X 38	4.400	108 × 123 × 106	11,20	25,5	0,34	3	3,14	48	150
X 51	5.800	108 × 123 × 119	15	25,5	0,25	2,6	3,54	65	195
Z 25	4.300	127 × 147 × 105	8,74	30,3	0,43	3,3	2,16	45	125
Z 38	7.100	127 × 147 × 118	13,28	30,3	0,28	2,7	3,22	68	190
Z 51	9.000	127 × 147 × 131	17,82	30,3	0,21	2,5	3,7	90	260
Z 70	12.000	127 × 147 × 150	24,48	30,3	0,15	2,3	4,27	122	350
AD 32	12.000	164 × 189 × 130	14,72	39	0,25	2,6	2,9	57	245
AD 51	19.000	164 × 189 × 149	23,46	39	0,16	2,4	4,1	154	348
AJ 32	20.000 VA	209 × 240 × 150	18,90	49,7	0,2	2,5	2,65	8	360
AJ 51	35.000 VA	209 × 240 × 170	30,40	49,7	0,12	2	3,1	258	583
AP 32	35.000 VA	260 × 300 × 190	23,60	62	0,15	2,3	2,3	243	540
AP 51	55.000 VA	260 × 300 × 210	37,40	62	0,10	1,7	3,3	248	855

Le taux de remplissage pour le cuivre est d'environ 55 %, alors qu'il est voisin de 80 % pour l'aluminium.

Les bobinages en feuilles d'aluminium ne sont intéressants que pour remplacer des fils de cuivre d'un diamètre supérieur à 0,7 mm. On réalise parfois des bobinages mixtes comportant une partie en feuille d'aluminium et une autre en fils de cuivre, cette solution est rarement économique car elle nécessite l'emploi successif de deux machines à bobiner. On réalise quelquefois fois des bobinages, côte à côte en feuille d'aluminium et connectés en série.

Ces bobinages sont faciles à réaliser sur des machines conçues pour le bobinage des condensateurs, le bobinage peut s'effectuer à grande vitesse.

Les sorties de connexions sont assez délicates à réaliser en petites séries. Les liaisons sont obtenues par soudure d'un fil ou d'une tresse de fils de cuivre au moyen de soudure à base de zinc-cadmium, en utilisant un flux décapant approprié. On obtient ainsi des sorties de haute qualité.

Industriellement, on peut exécuter des soudures par ultra-son. L'appareillage est coûteux et ne peut être utilisé que pour des séries importantes, les soudures ainsi réalisées s'effectuent sans décapage préalable des fils de connexion.

Pour de fortes épaisseurs on peut effectuer les soudures sous atmosphère d'argon, ce qui nécessite un outillage spécial et une main-d'œuvre hautement qualifiée.

Quand le bobinage en feuille d'aluminium est possible, on peut obtenir un gain de 30 % matière et main-d'œuvre.

TRANSFORMATEURS DE RECUPERATION

On peut être amené à modifier un transformateur, quoique cette opération ne soit pas rentable. Elle permet cependant de se dépanner et de gagner du temps sur les délais que demanderaient la fourniture d'un transformateur neuf.

On opére de la façon suivante : on mesure la section du circuit magnétique. En se reportant à l'abaque triangulaire, on évalue la puissance pour une induction de 1,2 T pour des tôles de 0,5 mm et de 1,4 T pour des tôles de 0,35.

Si la tension d'alimentation est connue, ce qui est le cas le plus général, on alimente le primaire sous cette tension. On fait débiter le secondaire sur une résistance de façon à atteindre la valeur en volts-ampères lue sur l'abaque. On mesure alors la tension secondaire. On débobine celui-ci en comptant le nombre de tours, ce qui permettra de déduire le nombre de spires

par volt. Il ne reste plus qu'à calculer le nombre de tours et déterminer le diamètre du fil pour obtenir le résultat cherché. Si la tension du secondaire est connue il suffit de compter les nombres de tours pour connaître le nombre de spires par volt.

Si le secondaire a été prévu pour délivrer une tension assez élevée, donc comportant un grand nombre de tours, on peut évaluer grossièrement le nombre de spires par volt en ceinturant le bobinage de dix à vingt tours de fil et en mesurant la tension aux extrémités de ce fil, au moyen d'un voltmètre peu résistant, ce qui permettra d'évaluer le nombre de spires par volt à vide, grâce à la formule donnée page 46 :

$$K = 1 + \frac{100 - n}{200}$$

Pour compenser les erreurs possibles, il est recommandé de prévoir sur le secondaire plusieurs prises d'adaptation, si l'on désire obtenir une tension bien déterminée.

Remarque importante

Pour des transformateurs de très faible puissance, comme ceux dont on se sert de plus en plus dans les montages utilisant des transistors et des circuits intégrés, il importe de tenir compte de la forte chute entre la tension à vide et la tension en charge, celle-ci pouvant atteindre 25 à 30 %, plus particulièrement dans le cas de transformateurs alimentant des redresseurs, et comportant des capacités de filtrage. Pour des ensembles possédant un condensateur en tête la tension redressée et filtrée peut atteindre à vide deux fois sa valeur en charge.

La tension à vide à la sortie du filtre est de :

$E = U\sqrt{2}$

E = tension à la sortie du filtre

U = tension efficace à la sortie du transformateur.

Ainsi pour une tension à vide de 30 % supérieure à la tension en charge, cette valeur peut atteindre 185 % de celle en charge.

Il faut noter qu'à vide on relève des tensions qui décroissent assez rapidement avec l'application de la charge.

Essais

Il est recommandé, en cours de bobinage, lorsque l'on utilise des fils de faible diamètre, de contrôler la continuité des enroulements, de même avant de procéder aux opérations d'entôlage, il est même recommandé, surtout pour des prototypes de mesurer les résistance.

1° On mesure le courant à vide, sous la tension nominale, ce courant doit s'écarter de peu des valeurs moyennes données par l'abaque II-19 pour des transformateurs et autotransformateurs classiques alimentés en 110 et 220 V, un écart de l'ordre de 10 % est acceptable. Ce contrôle permet de s'assurer que les enroulements ne comportent pas de spires en court-circuit. Ce risque est peu fréquent si l'on utilise des fils de bonne qualité.

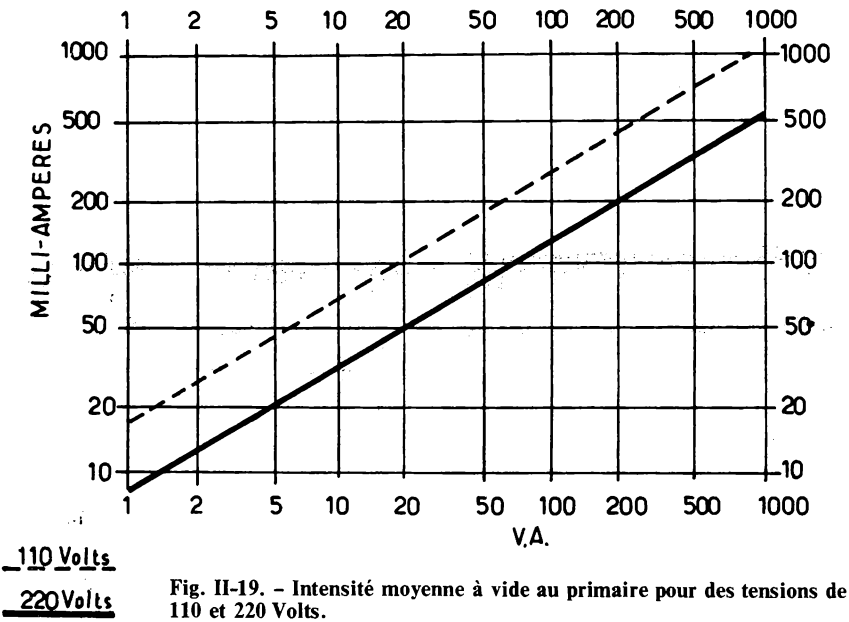


Fig. II-19. – Intensité moyenne à vide au primaire pour des tensions de 110 et 220 Volts.

2° On contrôle la tension à vide du ou des bobinages. Le rapport de la ou des tensions secondaires doit être très voisin du rapport des nombres de spires de ces circuits.

3° On contrôle, sous la tension nominale d'utilisation la tension et l'intensité à travers les enroulements pour la puissance nominale. Cet essai est toujours possible pour des transformateurs de faible puissance

4° On peut ensuite, mais cela n'est pas indispensable, évaluer les élévations de température des divers enroulements. Il suffit d'alimenter le transformateur sous sa tension nominale et de faire débiter le ou les secondaires l'intensité prévue. Lorsque le transformateur atteint sa température de régime, après une à trois heures de fonctionnement, temps d'autant plus long que le transformateur est plus puissant. On détermine l'augmentation de température des enroulements en comparant les valeurs de résistance à froid et à chaud. Le coefficient de variation de résistance est de 0,00426 par degré Celsius soit 1/254,45.

Il suffit d'appliquer la relation suivante :

$$t_1 - t_o = 254{,}5 \frac{R_1 - R_o}{R_0}$$

t_0 = température en début d'essai,
t_1 = température en fin d'essai,
$t_1 - t_0$ = élévation de température,
R_0 = résistance en début d'essai,
R_1 = résistance en fin d'essai.

L'augmentation de résistance est environ de 10 % par 25 °C.

Cette mesure est facile à effectuer pour les fils de faible diamètre au moyen du pont de Wheatstone, mais plus délicate pour les fils de forte section.

Pour les petits transformateurs, cette méthode de mesure des températures est généralement plus facile d'emploi que les méthodes thermométriques.

5° On peut également faire subir au transformateur un essai d'isolement sous la tension normalisée de $2\ U_{max} + 1\ 000$ V. Dans la majorité des cas, si les tensions secondaires sont peu élevées, on se contente de faire confiance aux isolants utilisés.

Si cependant, on désire effectuer cet essai, il est nécessaire de disposer d'un transformateur capable de délivrer des tensions au minimum de 2 500 V et de $2\ U_{max} + 1\ 000$ V.

Pour réaliser un transformateur d'essai, il faut disposer d'un circuit magnétique à très larges fenêtres et d'assez grandes dimensions, soit en E-I,

soit en circuit à colonnes. Les circuits en E-I de 90 × 90 et de 104 × 104, dont les sections de fenêtre sont respectivement de 10,5 et 15,5 cm^2, conviennent parfaitement à cet usage. Pour un tel transformateur, les qualités d'isolation priment le rendement, car un tel transformateur n'est pas destiné à débiter. On peut bobiner les enroulements en galettes, le primaire occupant la partie centrale et les secondaires les sections extérieures. On peut également effectuer un bobinage en couches concentriques soigneusement isolées, l'enroulement secondaire devra comporter plusieurs couches d'isolant en cours d'enroulement, il est possible de prévoir plusieurs prises. Tous les enroulements peuvent être réalisés en fils de faible diamètres.

Pour répondre aux normes de sécurité, il est indispensable de monter en série sur le secondaire une résistance limitant le courant à 50 mA sous la tension maximum, cette intensité est jugée non dangereuse.

FRÉQUENCES AUTRES QUE LE 50 PÉRIODES

Il est rare d'utiliser des fréquences inférieures à 50 Hz, telles que le 25 Hz et le 16, 2/3 (50/3) qui avaient été employées à la fin du siècle dernier. Les taux de pertes au fer, et l'emploi de fils guipés sous coton ou sous soie ne pouvaient aboutir qu'à des matériels lourds et très onéreux.

Par contre on utilise des fréquences supérieures, comme le 60 Hz aux États-Unis et pour des applications spéciales, particulièrement en aviation où l'on réalise des ensembles travaillant sous 400 Hz.

Fréquences inférieures à 50 hertz

Pour la fréquence de 50 Hz, les pertes au fer sont inférieures de moitié à celles relevées pour le 50 Hz, ce qui autorise l'adoption d'induction de valeur accrue de 0,2 à 0,4 T.

L'abaque triangulaire peut servir de base de calcul. On note sur cet abaque la section et le nombre de spires par volt, comme pour un transformateur étudié pour le 50 Hz de même puissance et une induction de 1 T, pour une qualité de tôle de 2,6 W/kg, on garde le même nombre de spires, et l'on multiplie la section de fer par 1,7 pour une induction de 1,2 T et par 1,2 pour 1,4 T. Pour des tôles de qualité 1,6 W/kg on opère de la même façon en prenant pour base d'induction, sur l'abaque, 1,2 T et en multipliant ces valeurs par 1,7 et 1,4 les sections lues sur l'abaque.

Certains auteurs, dans un but de simplification proposent, tout simplement de multiplier par deux la section de fer et de garder les mêmes nombres de spires que pour le 50 Hz.

Fréquences supérieures

La fréquence de 60 hertz est surtout utilisée Outre-Atlantique, on peut adopter une même section de circuit magnétique que pour le 50 Hz et multiplier le nombre de spires par 0,85. Les surfaces de bobinages se trouvant ainsi diminuées de 15 %, on peut utiliser un circuit magnétique de plus petites dimensions et de hauteur d'empilage accrue.

Pour d'autres fréquences, quand le produit BN reste constant, la section de circuit magnétique est sensiblement proportionnelle à l'inverse de la racine carrée de la fréquence, les volumes et les poids comme la puissance 3/2 de l'inverse de la fréquence. Il y a donc intérêt à utiliser des fréquences élevées afin de réduire à la fois les dimensions et les poids. On est cependant limité dans cette voie par l'augmentation des pertes par hystérésis et par courants de Foucault. Ces dernières sont cependant assez réduites pour les fréquences acoustiques et des tôles à grains orientés de 0,1 mm d'épaisseur. Le meilleur rendement se situe aux environs de 400 Hz. C'est cette fréquence qui a été adoptée particulièrement dans l'aviation et la marine.

Fréquence de 400 Hz

Pour cette fréquence, et pour obtenir le rendement optimum, il est recommandé de se référer au tableau II-18 spécialement étudié pour l'emploi des circuits coupés, travaillant sous une induction de 1,5 T.

Il est cependant possible d'utiliser des circuits en E I en tôle à grains orientés de qualité 0,6 W/kg, quoique les rendements soient moins bons, dans ce cas il est nécessaire d'adopter une induction réduite telle que 1,4 T. On utilise l'abaque triangulaire de la façon suivante. On divise par 2 les sections lues sur l'abaque pour un transformateur de la puissance cherchée, et l'on divise par 4 les nombres de spires choisis. Comme le nombre de spires est très réduit, on pourra utiliser un empilage plus fort pour une section de fer donnée. Pour des tôles de qualité 1,6 W/kg, on peut adopter une induction de 1,2 T, mais le transformateur ainsi réalisé n'aura qu'un rendement médiocre.

L'abaque II-20 permet d'évaluer les pertes en watts par kilogramme pour des circuits réalisés en tôles à grains orientés de 0,1 mm et des valeurs d'induction comprises entre 0,1 et 2 T.

Pour des fréquences supérieures à 400 Hz les pertes se trouvent accrues par suite de l'importance que prennent les courants de Foucault. Pour des fréquences inférieures les pertes pour des circuits en tôle de 0,35 mm sont légèrement supérieures à celles relevées pour des tôles de 0,1 mm.

Exemple. — Soit à calculer un transformateur alimenté sous 400 Hz et une tension de 100 volts capable de débiter 5 ampères sous 48 volts. La puissance demandée est de 240 VA soit une puissance absorbée de 260 VA.

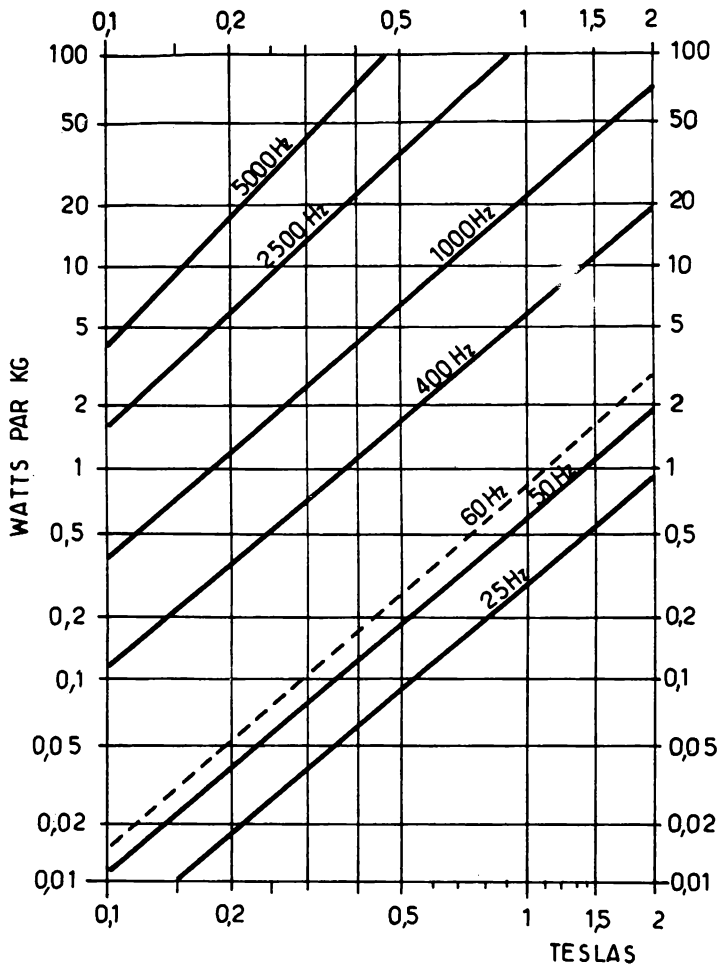


Fig. II-20. - Pertes en watts par kilogramme en fonction de la fréquence pour des inductions comprises entre 0,1 et 2 Teslas.

L'abaque triangulaire nous donne pour 50 Hz et 1,4 T une section de fer de 15 cm^2 et un nombre de spires par volt de 2,2 et 2,4 pour les deux enroulements.

La section sera ramenée à 7,5 cm^2 et les nombres de spires par volt à 0,55 et 0,6. L'enroulement primaire comportera 55 tours et le secondaire 29,

valeur que nous arrondirons à 30. L'intensité dans le primaire sera de 2,6 ampères. D'après l'abaque « fils » et une densité de 3 A/mm^2 nous trouvons que nous pourrons utiliser un fil d'un diamètre légèrement supérieur à 1 mm, soit un fil de 1,12 ; le nombre de spires au cm^2 est de 70 et la résistance linéique de 0,0175 Ω/m par mètre. Pour le secondaire nous trouvons pour une même densité de courant un diamètre de 1,4 mm, 45 spires par cm^2 0,011 Ω/m.

Les surfaces d'enroulement occuperont 0,8 cm^2 pour le primaire et 0,55 cm^2 pour le secondaire, soit un total de 1,35 cm^2.

Nous cherchons maintenant un type de circuit possédant une surface de fenêtre compatible avec l'enroulement et une section de fer de 7,5 cm^2.

En consultant le tableau I-21 nous notons qu'un circuit 52,5 × 44 possède une surface de fenêtre de 1,6 cm^2, la hauteur d'empilage sera de 42 mm et le poids de 0,550 kg.

La longueur de l'enroulement primaire sera de 55 . 140, soit 8 mètres et la résistance de 0,14 Ω. Le secondaire aura une longueur de 29 . 0,16 soit 4,70 m et une résistance de 0,52 Ω.

Les pertes par effet Joule seront de 0,14 . 2,6^2 soit 0,95 W au primaire et de 0,52 . 5^2 soit 1,3 W et les pertes totales à froid de 2,25 W.

Les pertes au fer sont de

$$W_{Fe} = 0{,}6\frac{400}{50}\ 0{,}55\ .\ 1{,}4^{1{,}7} = 4{,}7\ W$$

Les pertes totales seront donc voisines de 7 watts. Pour une température de 50° au-dessus de l'ambiance, celle-ci serait voisine de 7,5 W. Si nous évaluons la surface rayonnante nous trouvons celle-ci très voisine du décimètre carré. Le transformateur devra travailler sous légère ventilation.

TRANSFORMATEURS « BASSE FRÉQUENCE »

Les différentes méthodes de calcul proposées, pour déterminer les éléments des transformateurs basse fréquence, n'aboutissent guère à des résultats homogènes, en raison des nombreux paramètres de base, dont le choix est laissé aux calculateurs.

Il faut remarquer qu'en audiofréquence les taux de modulation à fréquence élevée sont généralement de faible amplitude et se superposent à des modulations à plus basse fréquence. Les enroulements, ou tout au moins l'un d'eux, est souvent parcouru par une composante continue qui modifie le coefficient d'induction. Ce coefficient varie autour d'une valeur moyenne déterminée par la composante continue, diminuant quand l'intensité aug-

mente et augmentant dans le cas contraire. L'induction varie donc autour d'une valeur imposée par la composante continue. Le flux magnétique varie sans changer de sens. Le courant secondaire se trouve déformé par rapport au courant primaire.

Les transformateurs inter-étages sont de moins en moins utilisés. Les étages comportant des transistors complémentaires permettent l'attaque directe des haut-parleurs.

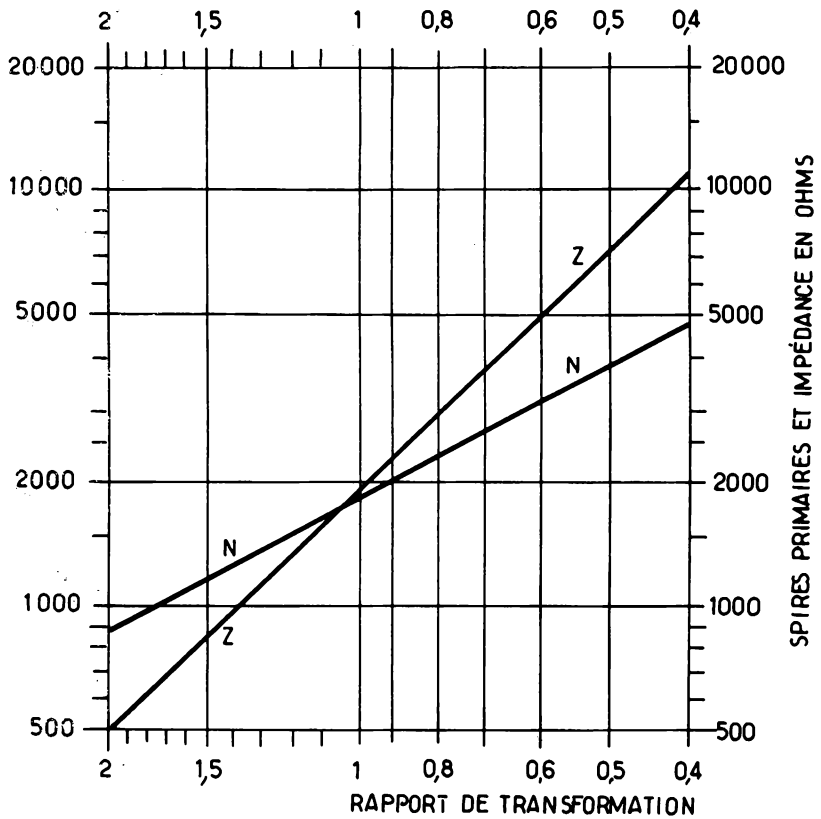


Fig. II-21. – Valeurs moyennes de spires primaires pour des transformateurs « drivers » comportant deux enroulements de mille spires au secondaire (droite N) et impédance primaire (droite Z) pour une impédance de 2 000 Ohms de base à base pour une section de fer d'un centimètre carré.

Transformateurs « drivers »

Il semble cependant intéressant, de présenter quelques aperçus sur la réalisation de transformateurs de liaison, généralement appelés drivers et des transformateurs de sortie.

Un transformateur basse-fréquence doit présenter une forte impédance d'entrée et une faible résistance ohmique au primaire et au secondaire. La section de circuit magnétique est généralement du type carré, afin d'obtenir le rendement optimum.

La section d'un circuit magnétique de transformateur driver peut être déterminée grâce à l'abaque triangulaire, en adoptant comme valeur de volts-ampères le produit de l'alimentation par le courant de repos du transistor d'attaque, on prend généralement une valeur d'induction comprise entre 0,4 et 0,8 T, la qualité de transfert est d'autant meilleure que cette induction est plus faible. Le primaire étant parcouru par une composante continue, on ne doit pas imbriquer les tôles afin de bénéficier de l'effet d'entrefer. L'abaque II-21 donne les valeurs moyennes de spires primaires, droite N pour des transformateurs comportant deux fois mille spires au secondaire, les rapports de transformation s'échelonnent de 0,4 à 2. Cet abaque donne également les valeurs moyennes d'impédance primaire, droite Z pour une section de fer de 1 cm^2. L'impédance secondaire est voisine de 2 000 de base à base.

Transformateurs de sortie « push pull »

L'abaque II-22 donne directement les sections de circuit magnétique pour des tôles de qualité 1,6 W/kg pouvant convenir d'une façon pratique, présentant un taux de distorsion réduit. L'emploi de tôles à grains orientés permet de réduire les sections de 20 % environ. L'abaque II-23 donne les nombres de tours primaires, celui des spires secondaires ayant été fixé arbitrairement à 70 pour l'utilisation d'un haut-parleur de 2,5 Ω. Pour attaquer des haut-parleurs présentant une impédance différente, il faut modifier les nombres de tours secondaires de telle manière que leur rapport soit égal au rapport des racines carrées des impédances.

Pour ces transformateurs, on adopte des densités de courant de 2 à 3 A/mm^2, en prenant soin de contrôler si l'enroulement peut s'insérer dans les surfaces de fenêtres. On peut prévoir plusieurs prises de sorties afin de mieux adapter les impédances.

Quand l'impédance de circuit est trop élevée, l'audition est puissante, mais les aigus sont écrasés, alors que l'inverse se produit pour une impédance trop faible, ce sont alors les basses qui sont étouffées.

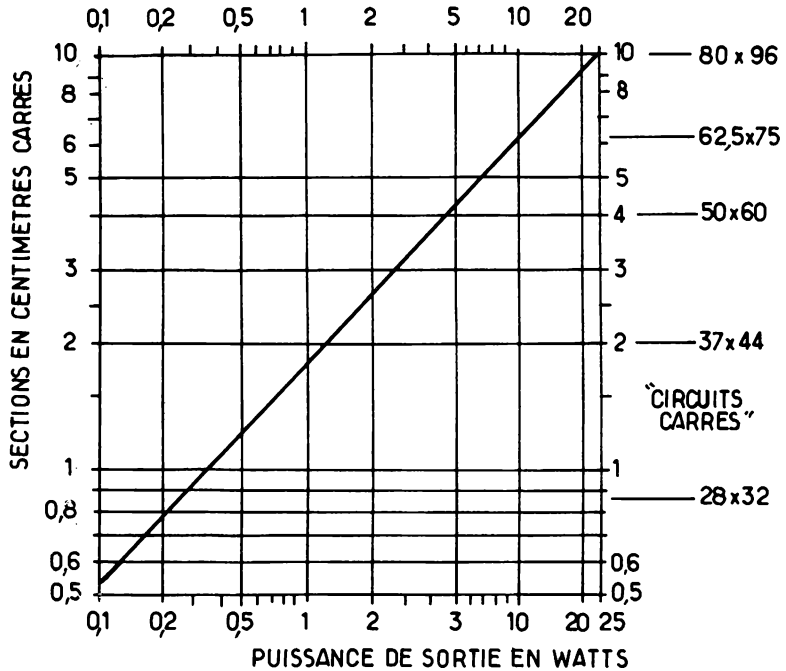


Fig. II-22. - Sections de circuit magnétique pour des transformateurs de sortie en fonction des Watts.

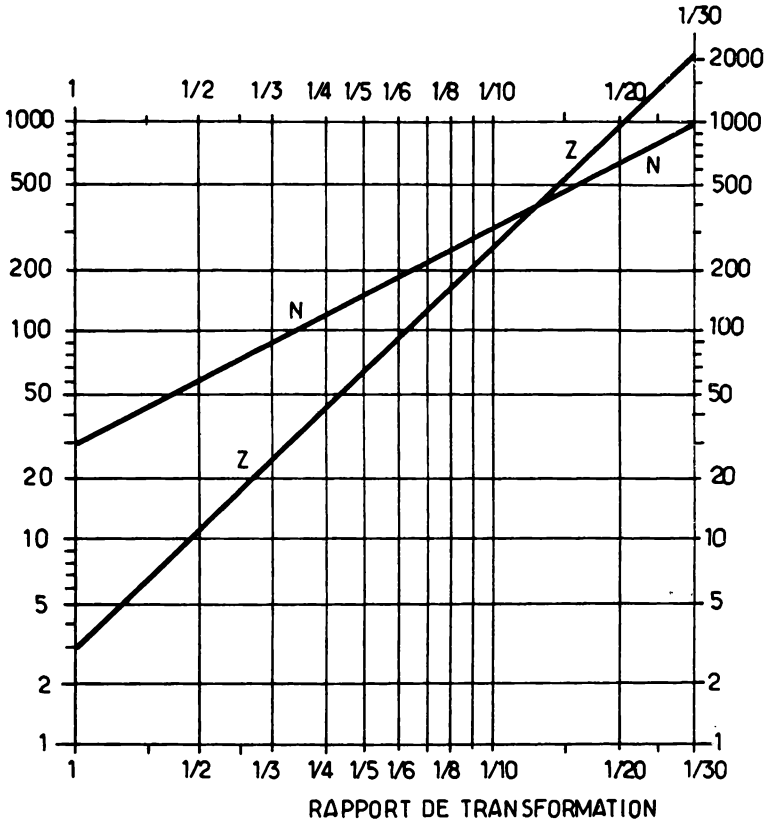
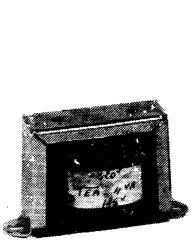
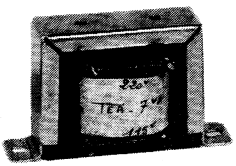
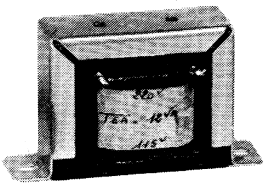


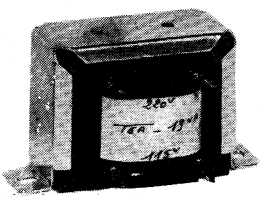
Fig. II-23. – Nombre de tours primaires pour 70 spires au secondaire.

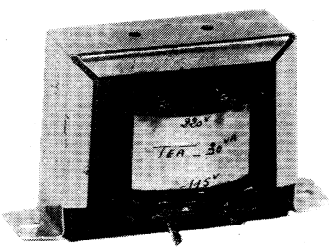
EXEMPLES DE QUELQUES REALISATIONS

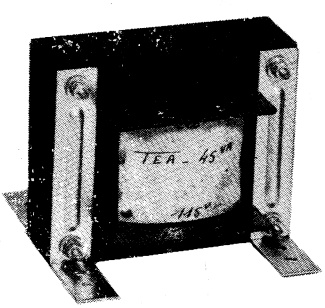


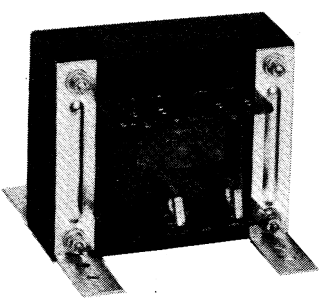




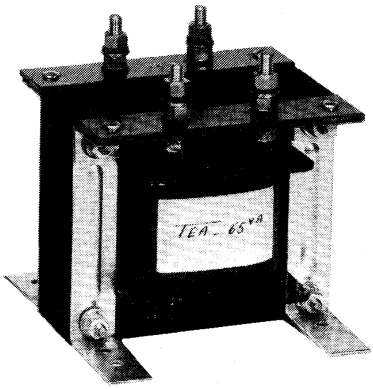


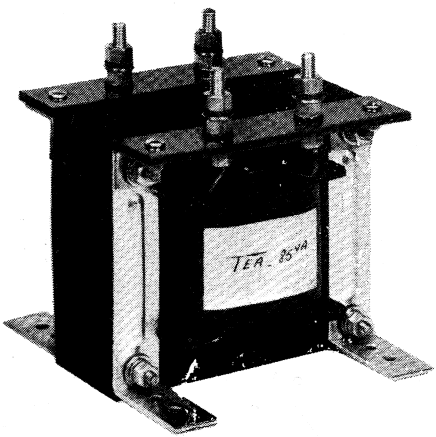


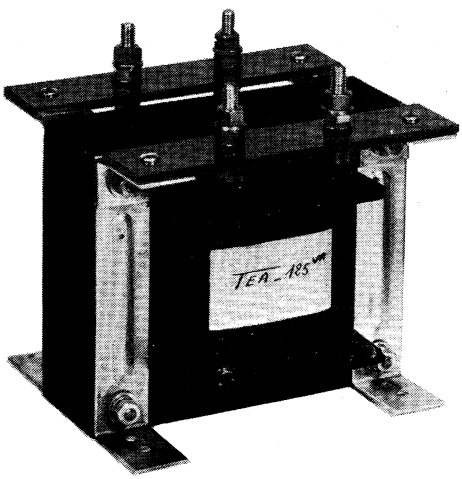




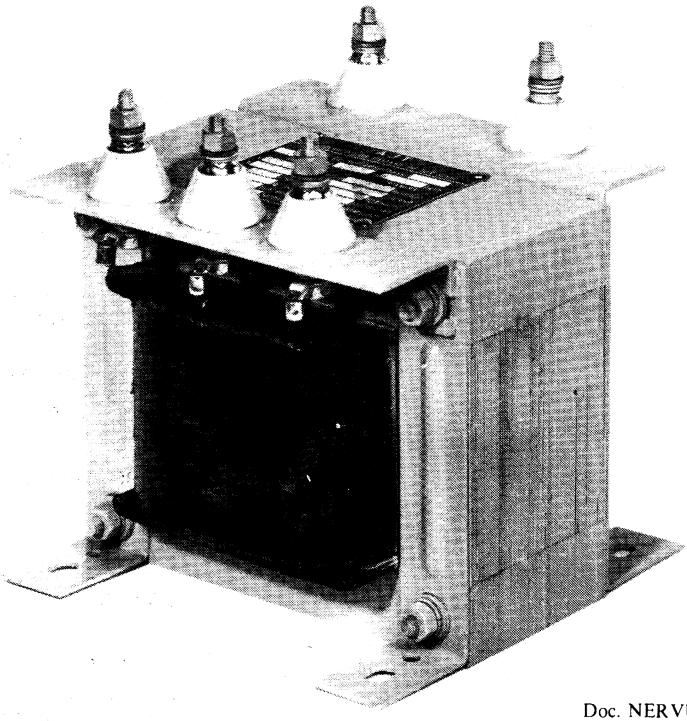
Doc. NERVUS T.E.A.







Doc. NERVUS T.E.A.



Doc. NERVUS T.E.A.

III

Selfs de filtrage

Malgré d'autres possibilités de filtrage, grâce à l'emploi de semi-conducteurs, les selfs de filtrage sont encore utilisées dans de nombreux montages.

Le plus souvent elles sont employées à la fréquence du secteur de 50 Hz, en double alternance à la suite d'un redressement en pont ou en va-et-vient. Elles travaillent alors sous 100 Hz.

Les méthodes de détermination de ces selfs sont assez délicates à utiliser, car de nombreux paramètres sont à considérer, et le plus souvent mal définis. Le mode de calcul proposé, ainsi que les abaques, procurent des éléments suffisamment approchés pour être pratiquement utilisables.

Les capacités utilisées sont en général largement calculées pour obtenir un excellent filtrage.

Les selfs de filtrage doivent présenter, à la fois, une faible résistance ohmique et une importante réactance, afin de s'opposer efficacement à la composante alternative.

La réactance d'une self est égale à $L\omega$, or ω est égal à $2\pi F$, soit 314 rad/s en redressement mono-alternance et à 628 rad/s en redressement double-alternance, sous 50 Hz.

La perméabilité d'un circuit magnétique varie en fonction de l'induction. Quand le champ magnétique part de 0 et croît, l'induction croît d'abord rapidement (fig. III-1), puis tend à se stabiliser quand le circuit magnétique atteint son régime de saturation. La présence d'un entrefer, dans le cas de selfs de filtrage, parcourues par une composante continue d'intensité variable, et d'un courant alternatif, modifie les courbes d'induction.

La perméabilité diminue quand le champ magnétique croît et augmente avec l'amplitude du courant alternatif. Un choix judicieux permet d'obtenir un compromis conduisant à l'obtention de bonnes caractéristiques pratiques.

En raison de l'influence de l'induction due au courant continu parcourant l'enroulement, celui-ci pouvant varier notablement selon le débit demandé, il est pratiquement impossible de calculer avec précision l'inductance d'une self de filtrage.

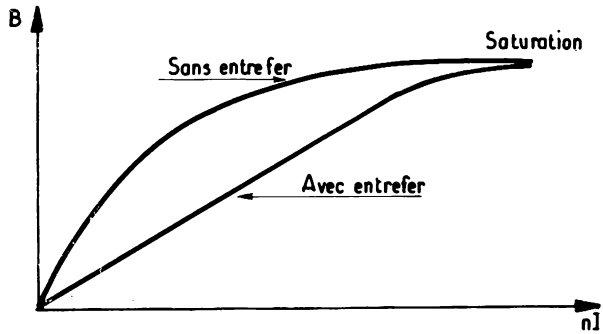


Fig. III-1. - Variation de l'induction avec et sans entrefer.

On en est réduit à utiliser des formules simples, procurant cependant des résultats pratiquement utilisables, et contrôlés par l'usage. Des abaques spécialement étudiés facilitent encore ce travail.

Le coefficient de self-induction pour une self dont le circuit magnétique comporte un entrefer est :

$$L = \frac{1{,}25 \cdot N^2 S \cdot 10^{-8}}{l/\mu + \varepsilon} \quad (1)$$

Dans cette formule :

L = Self en henrys
N = Nombre de spires
S = Section du circuit en centimètres carrés
l = Ligne de force moyenne en centimètres
μ = Perméabilité en fonction des ampères-tours par centimètre
ε = Longueur réelle d'entrefer en centimètres (cette longueur est égale au double de l'épaisseur de la cale permettant d'assurer l'entrefer).

On désigne souvent l/μ par l'expression **d'air équivalent** du circuit magnétique : e .

L'air équivalent total E est :

$$E = e + \varepsilon$$

D'où :

$$L = \frac{1{,}25 \cdot N^2 S \cdot 10^{-8}}{E} \quad (2)$$

Plus simplement on peut utiliser la formule simplifiée suivante, donnant cependant une bonne approximation :

$$L = \frac{KSN^2 \cdot 10^{-8}}{l} \quad (3)$$

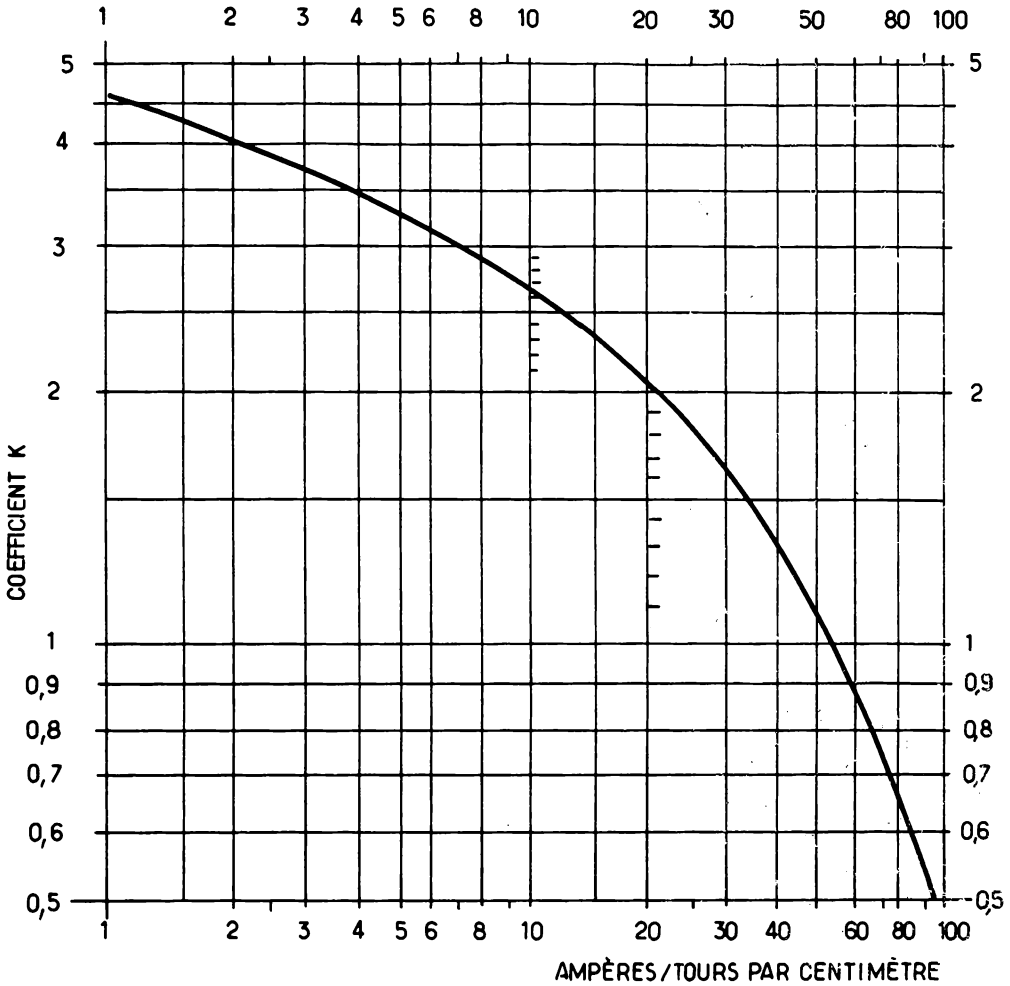
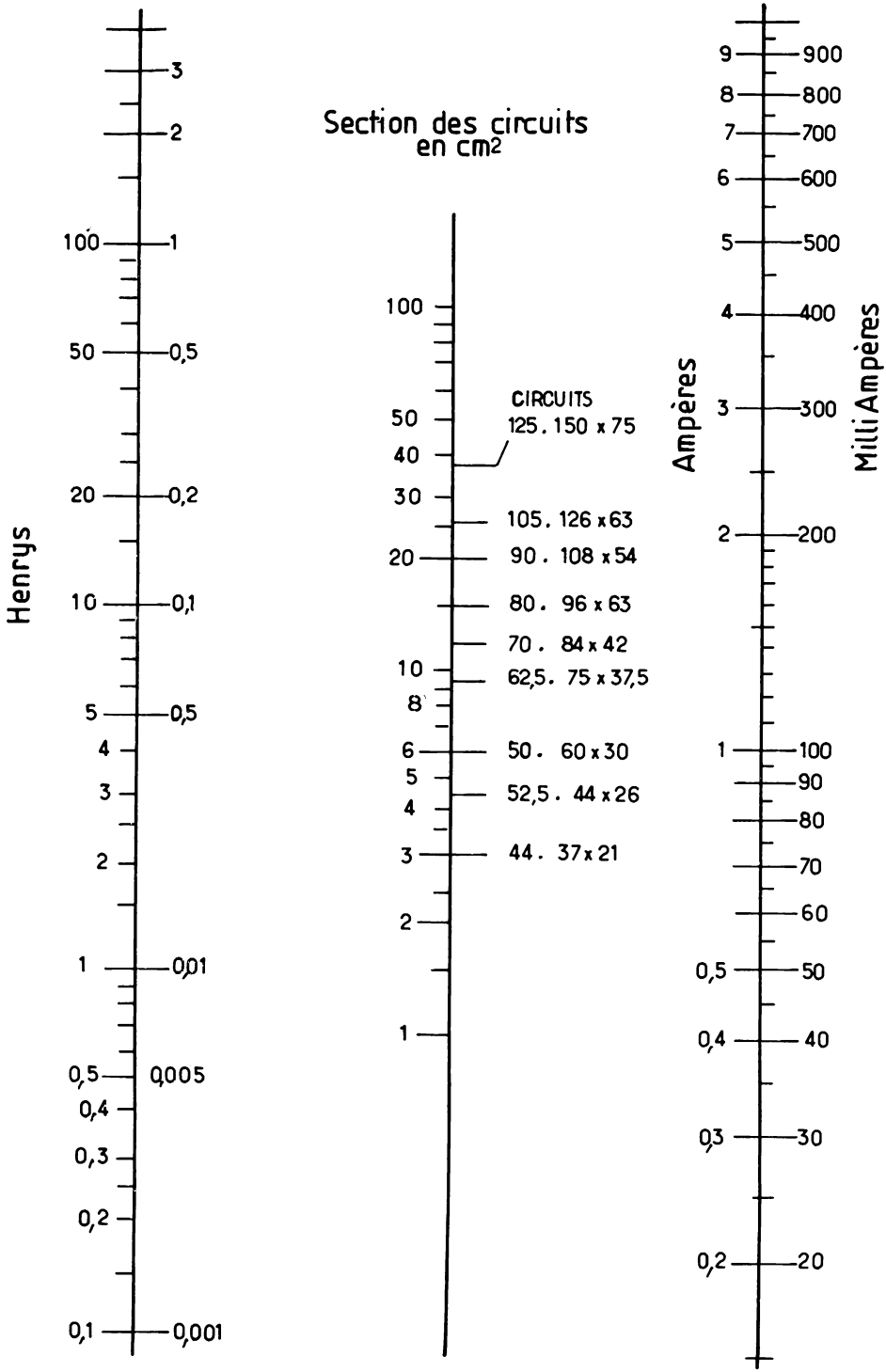


Fig. III-2. - Coefficient K de la formule (3).

K étant un coefficient pratique donné par l'abaque III-2 en fonction des ampères-tours par centimètre, pour un redressement en double alternance sous 50 Hz.

Pratiquement, on détermine la section de circuit magnétique en fonction du produit LI^2.


Henrys
3
2
100
1
50
0,5
20
0,2
10
0,1
5
0,5
4
3
2
1
0,01
0,5
0,005
0,4
0,3
0,2
0,1
0,001
Section des circuits
en cm2
100
50
40
30
20
10
8
6
5
4
3
2
1
CIRCUITS
125. 150 x 75
105. 126 x 63
90 . 108 x 54
80. 96 x 63
70 . 84 x 42
62,5. 75 x 37,5
50. 60 x 30
52,5. 44 x 26
44. 37 x 21
Ampères
9
8
7
6
5
4
3
2
1
0,5
0,4
0,3
0,2
900
800
700
600
500
400
300
200
100
90
80
70
60
50
40
30
20
MilliAmpères

← **Fig. III-3. - Section des circuits magnétique en fonction de la valeur de self-induction et de l'intensité, la partie droite de l'axe central indique les dimensions et types de circuits pouvant être adoptés.**

L'abaque III-3 donne, par simple alignement, les sections de fer pour une induction et une intensité données. Sur cet abaque, les échelles « Henrys » et « Intensité » portent des graduations différentes externes et internes. Les graduations internes correspondent à des inductances comprises entre 0,001 et 3 H, pour des intensités variant de 0,15 à 10 A. Les graduations externes correspondent à des inductances de 0,1 à 100 H et des intensités s'échelonnant de 15 mA à 1 A.

Les valeurs des sections sont portées sur la partie gauche de l'axe médian. Sur la partie droite sont repérés les types de circuits pouvant convenir, et dont la hauteur d'empilage, également notée, est une fois et demie la largeur du noyau. L'adoption de cet empilage permet une diminution de poids, un meilleur remplissage et une réduction de la ligne de force moyenne.

Il est possible de choisir un autre type de circuit magnétique de même section en se reportant à l'abaque et de noter sur le tableau I-9 la longueur moyenne de ligne de force et de relever la surface utile de fenêtre.

Par mesure d'économie, on adopte souvent un remplissage de fenêtre réduit, en admettant une densité de courant supérieure à celle que l'on aurait envisagée pour un circuit magnétique de même section. L'abaque I-16 précise le diamètre de fil à utiliser en fonction de la densité de courant choisie. Il est également possible d'évaluer le diamètre à partir de l'abaque I-18.

On calcule ensuite le nombre d'ampères-tours par centimètre. On lit sur l'abaque III-4 la valeur d'entrefer en fonction de ce nombre pour le circuit donné. Cet abaque porte en abscisses les longueurs moyennes de ligne de force, celles des circuits classiques étant repérées afin d'en faciliter l'emploi. Les ordonnées sont graduées en longueurs réelles d'entrefer (deux fois l'épaisseur de la cale) pour des circuits en EI.

En possession de ces données, on calcule L, selon l'écart constaté entre la valeur désirée et celle calculée, on reprend le calcul en modifiant un des paramètres : section de fer ou nombre de spires, plus rarement en envisageant l'usage d'un autre circuit magnétique, jusqu'à obtenir une valeur proche de celle désirée.

Avant de passer à la réalisation, il est recommandé de s'assurer que la chute de tension à travers le bobinage est compatible avec le but proposé.

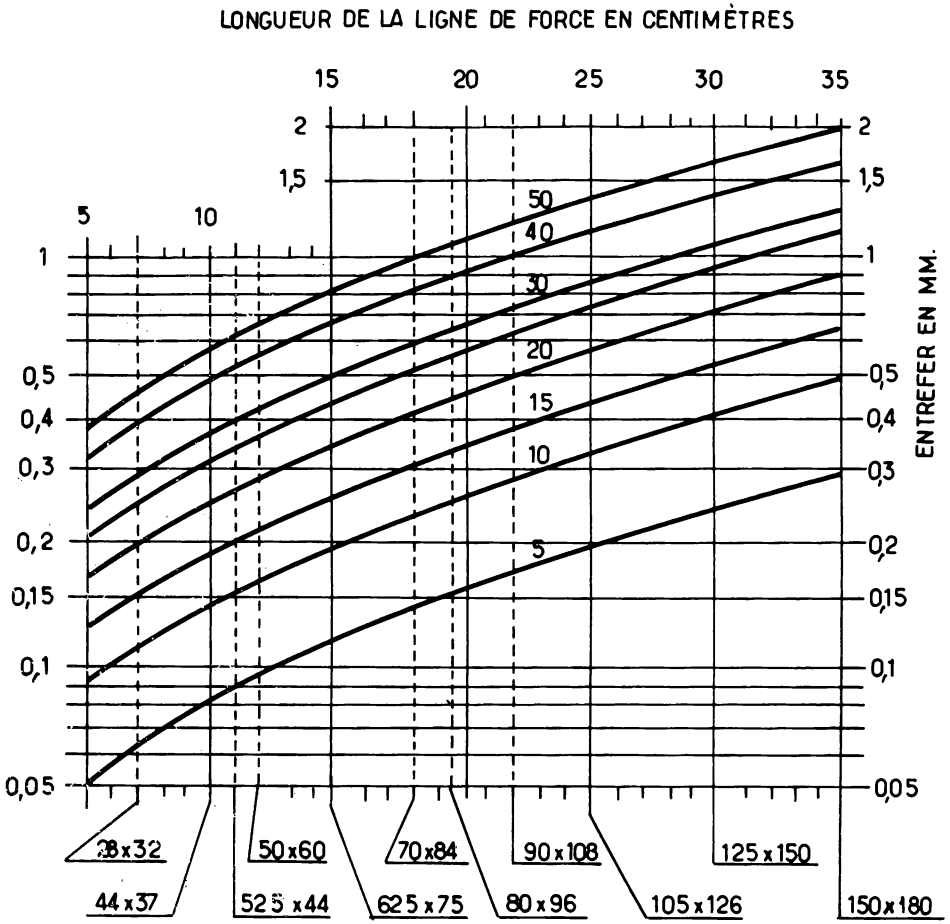


Fig. III-4. – Longueurs d'entrefer en millimètres pour différents circuits magnétiques en fonction des ampères-tours par centimètre.
Les différentes courbes sont repérées en ampères-tours/centimètre.
Noter que la longueur d'entrefer est double de l'épaisseur de la cale.

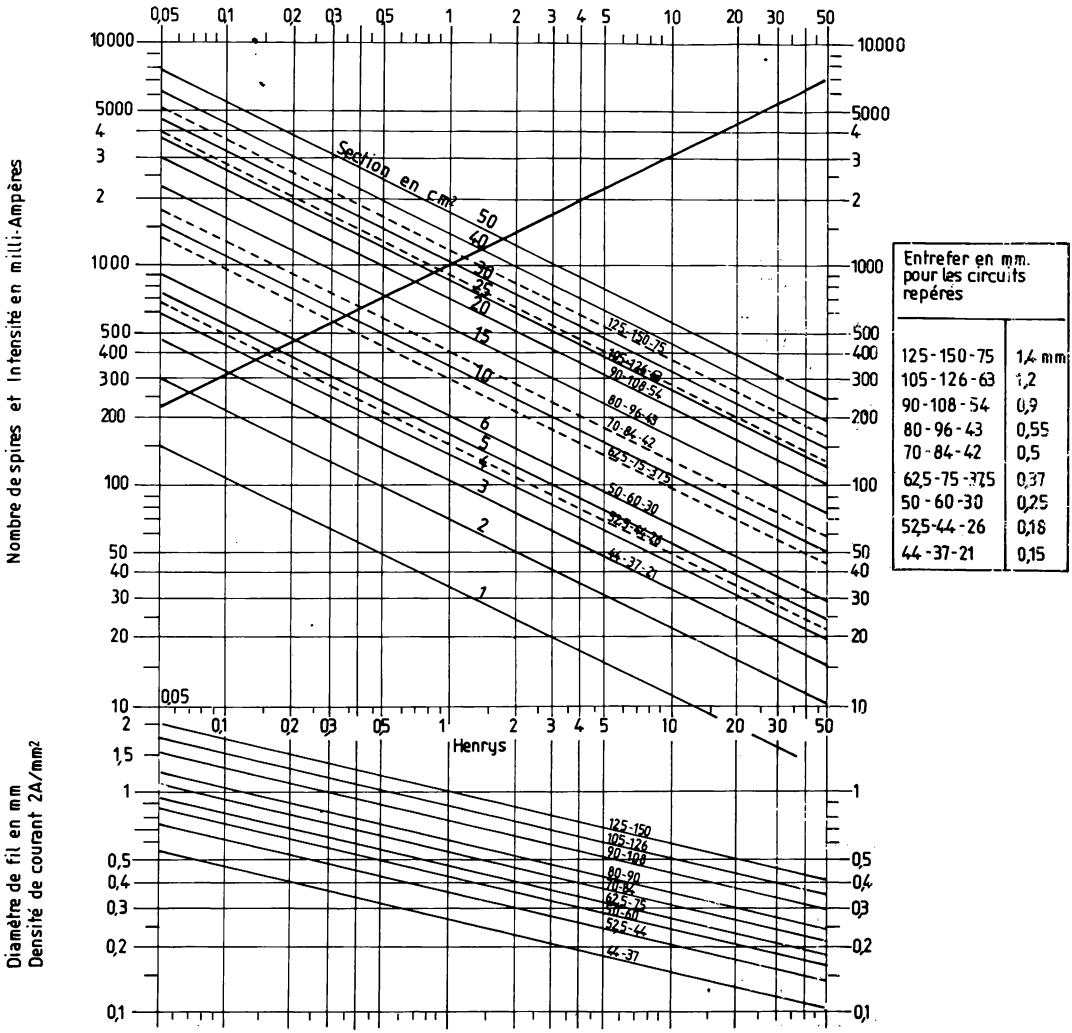


Fig. III-5. - Abaque pour la détermination des éléments de self-inductances en fonction de la valeur de self et de l'intensité.
N nombre de spires.
Les sections de circuit sont notées en cm^2, sur ces mêmes courbes sont indiquée les circuits magnétiques correspondant.
La partie inférieure permet de lire directement le diamètre de fil pour une densité de courant de deux ampères par millimètre carré.

Afin d'éviter ces calculs et ces tâtonnements, faciliter la détermination rapide des divers éléments constitutifs, il a été conçu un abaque III-5, d'emploi très simple, fournissant cependant des valeurs correctes pour la réalisation pratique des selfs de filtrage. Cet abaque se compose de deux parties superposées qui permettent de déterminer :

a) Sur la partie supérieure les sections de fer et les nombres de spires pour une valeur d'inductance et une intensité données.

b) La partie inférieure donne les diamètres de fil pour une densité de courant de 2 A/mm^2, densité donnée à titre indicatif, elle peut être rectifiée, si nécessaire, pour obtenir une autre valeur de résistance.

Les valeurs d'inductances en henrys, de 0,05 à 10, sont portées en abscisses communes aux deux parties de l'abaque. A la partie haute sont notées en ordonnées les intensités et les nombres de spires, de 0,01 à 10 A et de 10 à 10 000 tr. La droite N donne directement les nombres de spires. Les droites repérées en centimètres-carrés donnent les sections de circuit magnétique et précisent les différents types de circuits et mentionnent les hauteurs d'empilage, celles-ci étant égales à une fois et demie la largeur du noyau.

La partie inférieure permet de lire directement les diamètres de fils pour les circuits magnétiques repérés, pour une densité de courant de 2 A/mm^2.

Sur la partie droite de la figure, sont indiquées les valeurs d'entrefer correspondant aux différents circuits magnétiques.

Utilisation de l'abaque

Du point de rencontre en C (fig. III-6) de la droite AB d'ordonnée I et de la droite DE d'abscisse H on détermine la section de circuit magnétique sur les droites obliques graduées en sections et en types de circuits. Le point d'intersection de la droite DE et de la droite N en F permet de lire en G le nombre de spires. Enfin le point de rencontre de cette même droite en H avec les droites repérées en types de circuits sur la partie inférieure de l'abaque, permet de lire en I le diamètre de fil pour une densité de courant de 2 A/mm^2.

Comme il existe rarement des carcasses (tableau I-21) dont la section corresponde à celle déterminée sur l'abaque, on choisit le type de circuit le plus voisin, puis on détermine le nombre de spires compensant la différence de section de circuit magnétique par application de la relation (3).

Exemple. — Soit à déterminer les éléments d'une self-inductance de 5 H sous 100 mA, courant redressé 50 Hz, double alternance.

L'intersection de la droite AB d'ordonnée 100 mA (fig. III-6) et de la droite DE d'abscisse 5 H nous propose en C un circuit magnétique de 6,5 cm^2 environ, correspondant à un circuit magnétique 50 × 60 de 32,5 mm

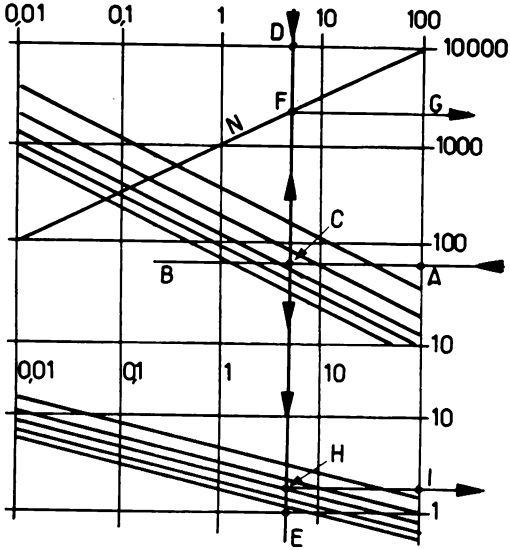
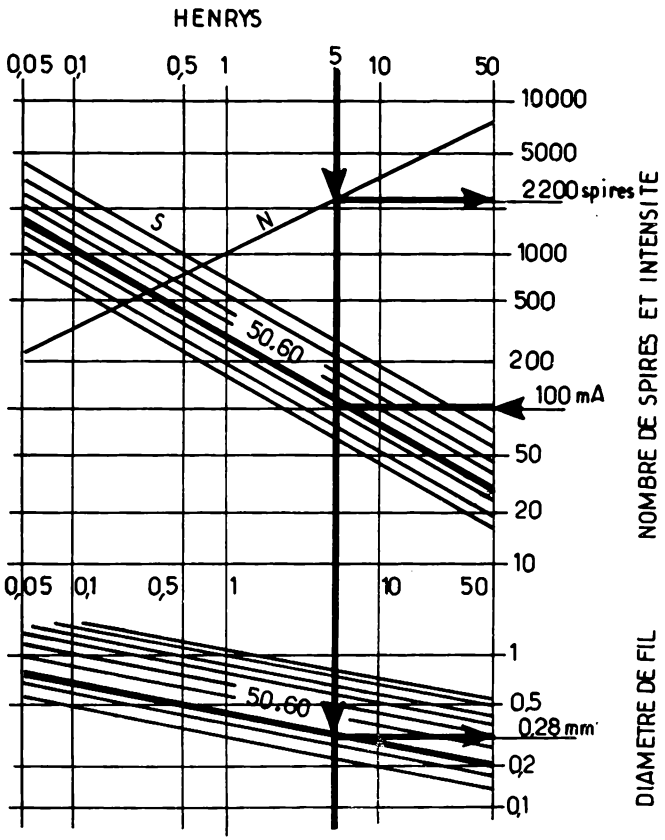


Fig. III-6. - Mode d'emploi de l'abaque précédent.



d'empilage, or le tableau I-21 ne comporte que des carcasses correspondant à des empilages de 30 et 35 mm, correspondant à des sections de 6 et 7 cm^2. Si nous adoptons l'empilage de 30 mm, nous devrons majorer le nombre de spires d'environ 5 % correspondant sensiblement à une majoration de 10 % de N^2, le circuit 50 × 60 d'empilage 30 mm nous aurait donné environ 4,5 H. Reprenons l'abaque, la droite DE recoupe au point F la droite N nous donnant en G le nombre de spires que nous majorerons de 5 % c'est-à-dire : 2 200 valeur lue en G + 110 soit 2 310 spires, valeur que nous pouvons arrondir à 2 300.

L'intersection de la droite DE en H nous permet de lire soit 0,28 mm en I le diamètre de fil à utiliser. Sur la partie droite de la figure III-5 nous notons que la valeur d'entrefer est de 0,25 mm ce qui nous amène à utiliser une cale de 0,125 mm entre les éléments en E et ceux en I.

Nous pouvons contrôler les valeurs ainsi déterminées. Pour une longueur moyenne de ligne de force (tableau) pour le circuit envisagé est de 12 cm, le nombre d'ampères-tours/centimètre est de :

$$2\,300 \,.\, 0{,}1/12$$

soit 19 A t/cm, le coefficient K lu sur l'abaque III-2 est de 2,05, en appliquant la formule (3) nous obtenons :

$$L = \frac{2{,}05 \,.\, 6 \,.\, 2\,300^2}{12}$$

soit 5,4 H, valeur légèrement supérieure à celle trouvée au moyen de l'abaque.

La longueur moyenne de spires est d'environ 14 cm d'où une longueur de fil de sensiblement 23 mètres, la résistance étant de 227,6 Ω/km, la résistance du bobinage sera d'environ 5,5 ohms.

MESURE PRATIQUE DES COEFFICIENTS DE SELF-INDUCTION

On peut déterminer avec une bonne approximation les coefficients de self-induction en mesurant leur impédance, on a :

$$Z = \frac{E}{I}$$

Z = Impédance
E = Tension efficace appliquée au bobinage
I = Intensité efficace

Après avoir déterminé l'impédance, on mesure la résistance du bobinage, et l'on en déduit le coefficient de self-induction par la relation bien connue :

$$L = \frac{\sqrt{Z^2 - R^2}}{2 \pi F} \quad (1)$$

qui donne la valeur en henrys ; quand la résistance est négligeable par rapport à l'impédance on peut utiliser la relation simplifiée :

$$L = \frac{Z}{2 \pi F}$$

pour la fréquence de 50 Hz on a :

$$L = \frac{Z}{3{,}14} = 0{,}003\ 18\ Z$$

Quand la résistance n'est pas négligeable devant l'impédance la formule 1 s'utilise sous la forme suivante :

$$L = \frac{\sqrt{(Z + R)(Z - R)}}{2 \pi F} \quad (2)$$

L'abaque III-7 visualise cette relation et permet par simple alignement des valeurs (Z + R) et (Z — R) de lire directement les valeurs en henrys pour des mesures effectuées sous 50 Hz.

Pour des valeurs hors limites de l'abaque, il suffit de multiplier les échelles par une même puissance de 10.

Si l'on néglige la résistance, il suffit de relier les points matérialisant l'impédance et de lire la valeur en henrys sur l'axe médian.

Pour des mesures effectuées sous une fréquence autre que le 50 Hz, il suffit de multiplier les valeurs lues sur l'abaque par 50/F, F étant la fréquence d'essai.

Il existe également une autre méthode de mesure des coefficients de self-induction qui consiste à comparer la tension relevée aux bornes de la self à mesurer à celle d'une résistance connue montée en série sur l'alimentation. On relève ces tensions à l'aide d'un voltmètre électronique de très haute résistance (schéma III-8) ; on a :

$$E_1 = ZI \text{ et } E_2 = RI,$$

d'où l'on tire :

$$I = \frac{E_1}{Z} = \frac{E_2}{R}$$

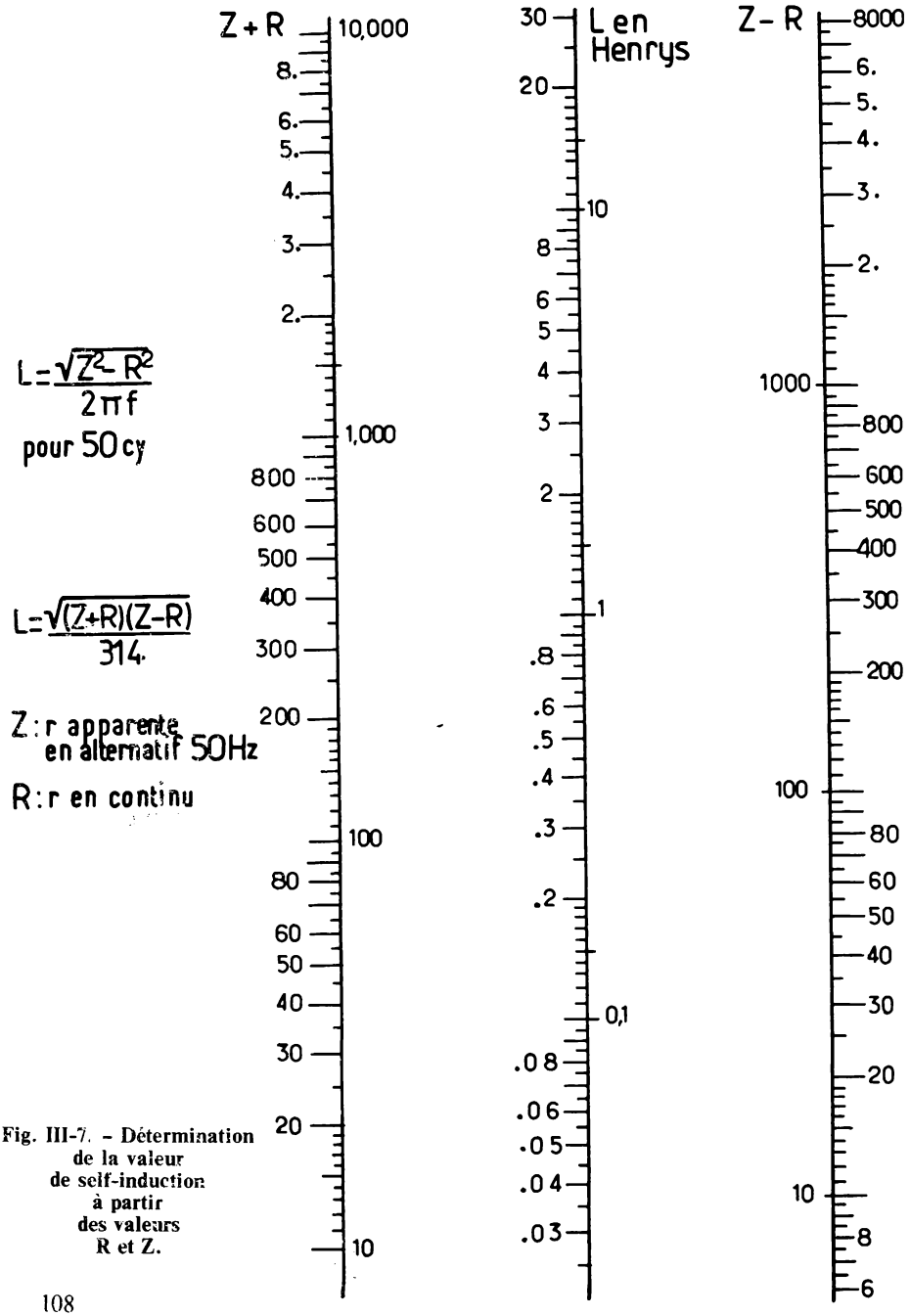


Fig. III-7. - Détermination de la valeur de self-induction à partir des valeurs R et Z.

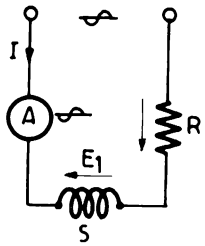


Fig. III-8. - Mesure des coefficients d'induction.
A ampèremètre pour courant alternatif.
S Self à mesurer.
E_1 tension aux extrémités de la self.
E_2 tension aux bornes de la résistance R.

Or $Z = 2 \pi FL$, ce qui nous donne la relation :

$$L = \frac{R \quad E_1}{2 \pi F E_2}$$

Quand on opère la mesure à la fréquence de 50 Hz, on peut utiliser une résistance de 100 ohms, la formule devient :

$$L = \frac{100 E_1}{314 E_2} \text{ soit } 0{,}318 \; E_1/E_2$$

Mieux encore, si l'on dispose d'une résistance de 314 ohms la formule devient plus simplement :

$$L = E_1/E_2$$

Cette méthode, ne tenant pas compte de la résistance du bobinage, ne fournit que des résultats approximatifs, faciles à déterminer et pratiquement suffisants pour évaluer les coefficients de self-induction de selfs de filtrage parcourues par une composante continue.

On adopte alors le schéma III-9, l'ensemble self-résistance est alimenté en courant redressé sous une seule alternance et une intensité voisine de celle de service, et l'on opère comme précédemment.

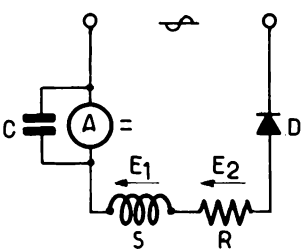


Fig. III-9. - Autre schéma de mesure
A - ampèremètre à courant continu
D - diode de redressement
S et R - comme précédemment.

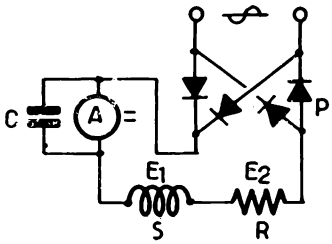


Fig. III-10. - Mesure des coefficients d'in uction, même notation et P pont redresseur.

Pour une mesure en courant redressé double alternance (fig. III-10) la fréquence passe à 100 Hz et $\omega = 628$, on a donc :

$L = 0{,}159\ E_1/E_2$

en utilisant une résistance de 100 ohms et avec une résistance de 628 ohms :

$L = E_1/E_2$

On peut facilement étendre cette méthode de mesure pour évaluer les coefficients de self-induction de transformateurs de liaison et de sortie en audio-fréquence.

Cette courte étude a pour but de démythifier le problème que pose le calcul des éléments constitutifs d'un transformateur, d'un autotransformateur ou d'une self de filtrage.

Elle tend à prouver que la détermination des sections de circuits magnétiques, de nombres de spires primaires et secondaires, des diamètres de fil, peut être obtenue par des méthodes simples grâce aux abaques. Les différents tableaux et courbes permettent de choisir l'ensemble des éléments résolvant au mieux le problème posé.

On reproche parfois aux abaques de ne donner que des valeurs approximatives, mais comment calculer avec précision à partir de bases aussi imprécises que les tensions d'alimentation, les différentes tolérances sur les tôles magnétiques et les fils, surtout lorsqu'il s'agit de transformateurs de très faible puissance. Des calculs très poussés ne peuvent convenir qu'à des transformateurs de très forte puissance dont le rendement tend vers l'unité, et pour lesquels les chutes de tension en service demeurent faibles.

Puisse cette étude permettre à de nombreux techniciens de déterminer, avec le minimum de calcul, et dans un temps très bref, les éléments constitutifs de transformateurs, d'autotransformateurs et de selfs de filtrage.

Les opérations de bobinage, d'entôlage et de finition étant relativement simples, il est possible de réaliser, avec des moyens rudimentaires et très rapidement, des ensembles qui auraient nécessité de longs délais de la part des fabricants.

ACHEVE D'IMPRIMER
SUR LES PRESSES DE LA
SOCIETE PARISIENNE
D'IMPRIMERIE
70, rue Compans. 75019 PARIS

Dépôt légal : 3e trimestre 1978
N° éditeur : 218 - N° imprimeur : 45

3.000 ex.